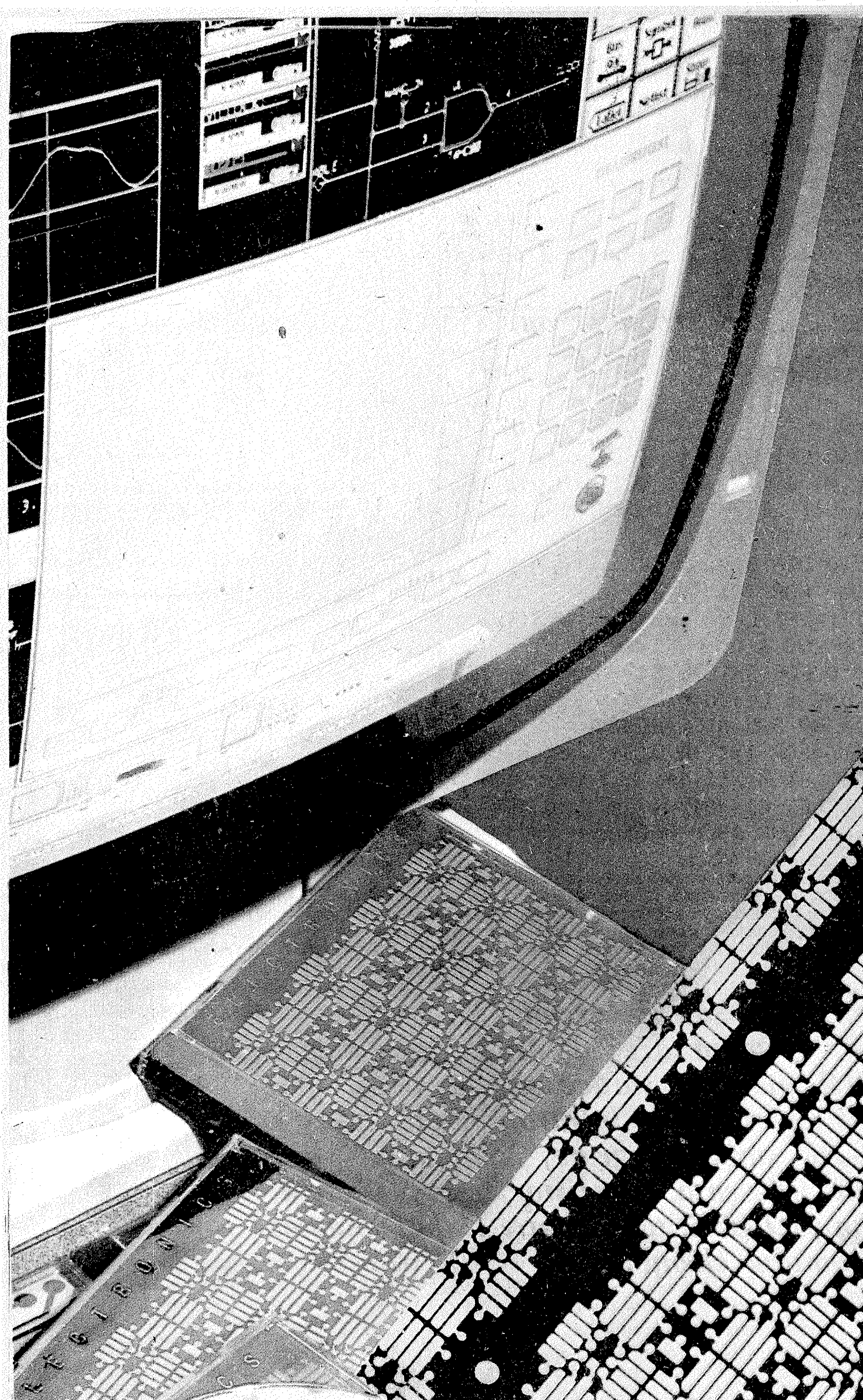
Tehnium

ANUL XXII — NR. 254 **1/1992**

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACŢIEI: „TEHNIUM",
BUCUREŞTI, PIAŢA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059
PREŢUL 30 LEI

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Dr. ing. ŞERBAN RADU IONESCU, YO3AVO

(URMARE DIN NR. TRECUT)

În al doilea rînd, se observa că valorile rezistențelor sînt exprimate întotdeauna în kiloohmi, iar valorile capacităților și inductivităților sînt corelate cu unitatea de frecvență aleasă (conform tabelului de corespondență precizat în subcapitolul 4.2). În ceea ce privește factorul de calitate al fiecărei bobine, Q_0, acesta are valoarea corespunzătoare frecvenței de referință F_0 declarată, după cum s-a precizat deja în subcapitolul 4.2.

Calculul valorii admitanței Y, corespunzător formulei fiecărui element în parte (formulele din figura 5.1) și includerea acestei valori în valorile admitanțelor sistemului complet (2.2) se realizează prin instrucțiunile listei 5.4.

Lista 5.4

```
315 LET B(L,L)=B(L,L)+B1: LET B(L,M)=B(L,M)-B1: LET B(M,L)=B(M,L)-B1: LET B(M,M)=B(M,M)+B1: RETURN
460 LET G(L,L)=G(L,L)+G1: LET G(L,M)=G(L,M)-G1: LET G(M,L)=G(M,L)-G1: LET G(M,M)=G(M,M)+G1: RETURN
2510 DIM G(A,A): DIM B(A,A)
2560 FOR I=1 TO Z(1): LET G1=R(I,1): LET L=R(I,2): LET M=R(I,3): GO SUB 460: NEXT I
2610 FOR I=1 TO Z(2): LET B1=C(I,1)*F3: LET L=C(I,2): LET M=C(I,3): GO SUB 315: NEXT I
2660 FOR I=1 TO Z(3): LET L=L(I,3): LET M=L(I,4): LET B1=L(I,1)/F3: LET G1=-B1/L(I,2): GO SUB 315: GO SUB 460: NEXT I
```

5.1.2 **Exemplu (RCL)**

Exemplul ales de circuit alcătuit numai din rezistoare, condensatoare și bobine îl constituie un filtru trece-bandă cu impedanță de intrare constantă, rezistivă. Acest tip de filtru prezintă interes în aplicațiile în care apar mixere de bandă largă, așa cum este, de pildă, situația descrisă prin schema-bloc din figura 5.3. Aici este vorba

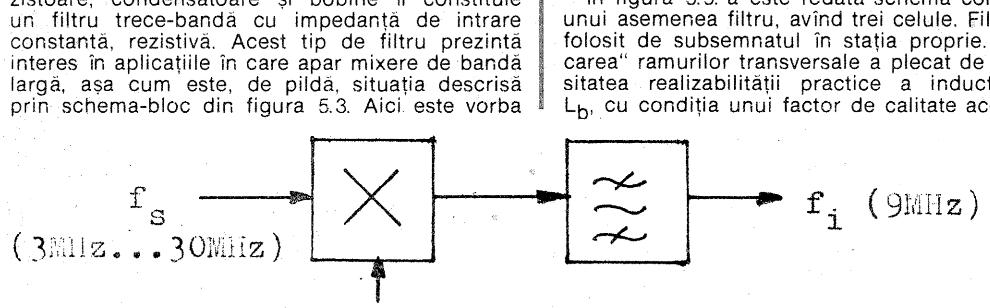


Fig. 5.3

de primul mixer al unui receptor destinat unor benzi de frecvență plasate în gama undelor scurte. Cu f_s a fost notată frecvența semnalului de intrare, f_x este frecvența oscilatorului local, iar f_i este frecvența intermediară avînd valoarea centrală de 9 MHz. Mixerul fizic considerat este de tipul dublu echilibrat, cu inel de diode.

Este cunoscut de către cei care s-au ocupat cu teoria și practica acestui tip de mixer că gama sa dinamică (oricum mai mare decît la multe alte tipuri de mixere) este influențată de caracterul impedanțelor prezentate de circuitele exterioare mixerului la cele trei porți ale sale, în special la poarta de ieșire (de frecvență intermediară). Un caracter reactiv în afara benzii de frecvență intermediară mărește considerabil riscul apariției produselor de intermodulație, cu consecința imediată de micșorare a gamei dinamice acceptată pentru semnalele de intrare.

O soluție des folosită este aceea de separare a mixerului de filtru de frecvență intermediară de bandă îngustă (care, de regulă, în asemenea aplicații este cu cuarț) printr-un element activ, într-o configurație cu amplificare redusă, dar cu impedanță de intrare rezistivă de bandă largă. Soluția prezintă dezavantajul supraîncărcării elementului activ (tranzistor bipolar sau cu efect de cîmp) de către toate produsele de mixare (unele avînd frecvențe foarte depărtate de cea a produsului util) și, mai ales, de către semnalul oscilatorului local, care răzbate în mod parazit la ieșirea mixerului la un nivel foarte mare în comparație cu produsul de mixare util.

Acest inconvenient poate fi mult diminuat dacă între mixer și elementul activ separator se introduce un filtru trece-bandă (o bandă însă mai largă decît cea utilă) avînd structura din figura 5.4. Alcătuit fiind dintr-un număr de celule identice care se dimensionează cu ajutorul formulelor (5.2), acest tip de filtru prezintă (teoretic) mixerului o impedanță rezistivă constantă, de valoare R, la orice frecvență, „absorbind" produsele nedorite în rezistențele ramurilor transversale.

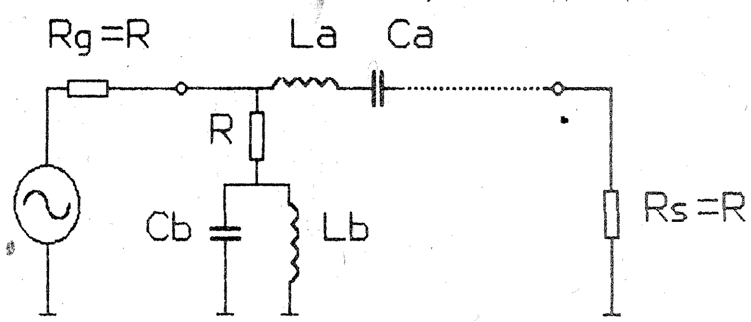


Fig. 5.4

$$(5.2)\qquad f_i=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_aC_a}}$$

$$\frac{L_a}{C_b}=\frac{L_b}{C_a}=R^2$$

În figura 5.5.-a este redată schema completă a unui asemenea filtru, avînd trei celule. Filtrul este folosit de subsemnatul în stația proprie. „Despicarea" ramurilor transversale a plecat de la necesitatea realizabilității practice a inductivităților L_b, cu condiția unui factor de calitate acceptabil.

Lista exemplu 5.1 conține rezultatele rulării programului pentru acest circuit (tot ce apare afișat pe ecranul televizorului, în ordinea în care apare). Se observă că, datorită factorului de calitate modest al bobinelor utilizate, la frecvența de 9 MHz filtrul prezintă o atenuare (A_p<0) de aproximativ 2 dB.

În cazul în care un asemenea filtru este inclus într-un receptor cu o singură schimbare de frecvență (așa cum este sugerat în figura 5.3), trebuie cunoscută atenuarea introdusă de el asupra semnalului oscilatorului local în situația cea mai defavorabilă. Dacă prima bandă recepționată este cea de „80 m", se observă din lista exemplu 5.1 că atenuarea introdusă de filtru la frecvența corespunzătoare mijlocului benzii (12,65 MHz) este de numai 27,78 dB.

Atenuarea poate fi mărită, dacă bobina L_9 este înlocuită cu un circuit derivație, ca în figura 5.5-b, circuit avînd frecvența de rezonanță egală cu 12,65 MHz și care, pentru a nu schimba comportamentul structurii în jurul frecvenței de 9 MHz, prezintă la aceasta din urmă frecvență o inductivitate echivalentă cît mai apropiată de cea a bobinei L_9 din primul circuit (figura 5.5-a). Din lista exemplu 5.2 se poate constata că atenuarea la 9 MHz a noului circuit a crescut cu 0,3 dB, în schimb scopul propus (mărirea atenuării în jurul frecvenței de 12,65 MHz) a fost atins.

În tabelul 5.1 sînt concentrate rezultatele provenite din continuarea rulării exemplului 5.2. RF este modulul coeficientului de reflexie la intrarea circuitului. Valoarea sa este maximă (−19,5 dB) în jurul frecvenței de 9,6 MHz, cînd oricum puterea reflectată este numai 1% din cea incidentă.

5.2.1 **Transformator (Ü)**

O componentă des întîlnită, atît în montajele de joasă frecvență cît și în cele de radiofrecvență, o constituie transformatorul. Fiind, de fapt, un ansamblu de bobine cuplate, multe programe de analiză a circuitelor liniare în regim sinusoidal abordează transformatoarele prin prisma unor scheme echivalente cu bobine necuplate (L), cerînd utilizatorului să calculeze în prealabil singur valorile elementelor acestor scheme echivalente (care pentru transformatoare cu mai mult de două înfășurări au structuri foarte complicate).

Lista exemplu 5.1 (fig. 5.5-a)

ANALIZA CIRCUITELOR LINIARE IN REGIM SINUSOIDAL

* MODELE: RLCUVDIETFOYS

* NUMARUL DE NODURI: 14

* ELEMENTE: RCL

* UNITATEA DE FRECVENTA (G/M/K/H): M

* Fo (MHz): 9

* ELEMENTE R: 6

NR	VAL.(kOhm)	K	K
R1	0.1	1	,2
R2	0.1	1	,3
R3	0.1	5	,6
R4	0.1	5	,7
R5	0.1	9	,10
R6	0.1	9	,11

* ELEMENTE C: 9

NR	VAL.(pF)	K	K
C1	680	2	,14
C2	680	3	,14
C3	680	6	,14
C4	680	7	,14

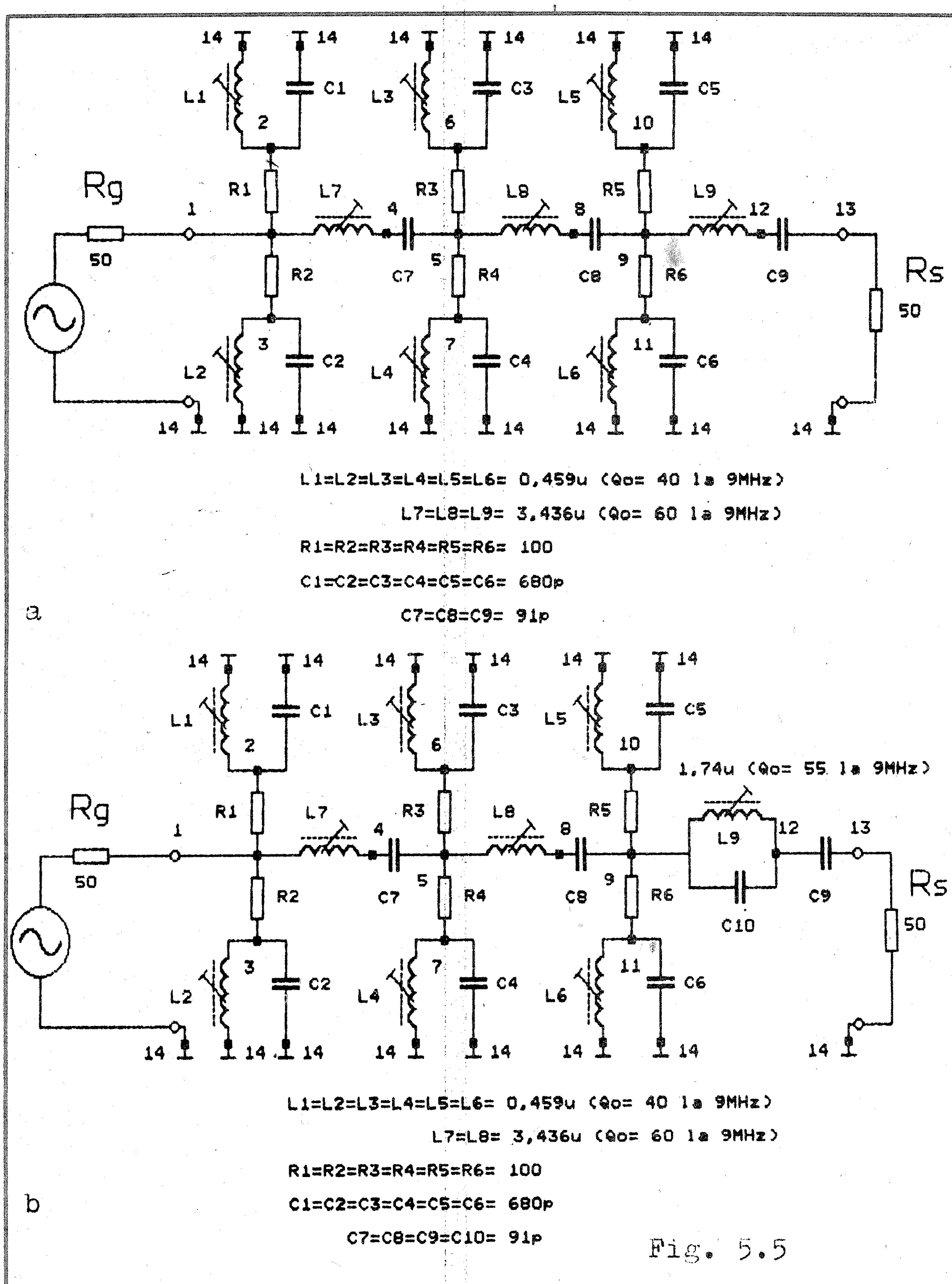


Fig. 5.5

```
C5        680                 10,14
C6        680                 11,14
C7        91                  4 ,5
C8        91                  8 ,9
C9        91                  12,13

* ELEMENTE L: 9

NR        VAL.(uH/Qo)         K  K
L1        0.459/40            2 ,14
L2        0.459/40            3 ,14
L3        0.459/40            6 ,14
L4        0.459/40            7 ,14
L5        0.459/40            10,14
L6        0.459/40            11,14
L7        3.436/60            1 ,4
L8        3.436/60            5 ,8
L9        3.436/60            9 ,12

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): A

* NODURI INTRARE: 1, 14

* NODURI IESIRE: 13, 14

* Rg (kOhm): .05

* Rs (kOhm): .05
```

```
* BALEIERE (D/N): N

* FRECVENTA (MHz): 9

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): Y

G11= 1.0563E+02  G12=-1.0212E+02
G21=-1.0212E+02  G22= 1.0387E+02
B11= 2.3877E+00  B12=-2.6320E+00
B21=-2.6320E+00  B22= 2.5106E+00

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): U

Au=3.9795E-01   (-8 dB)
PH=   0.65 grd

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): P

Ap=-1.98 dB      S= 1.1040E+00

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): I

Gi= 2.1438E+01  Bi=-2.4561E-01
Ri= 4.6640E-02  Xi= 5.3432E-04
RF=3.5210E-02   (-29.07 dB)
PH= 170.65 grd

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): E
```

```
Ge= 2.0860E+01  Be=-1.9062E-01
Re= 4.7935E-02  Xe= 4.3805E-04
RF=2.1550E-02   (-33.33 dB)
PH= 167.76 grd

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): T

* dF/F: .001

Tg= 3.7612E-01 us

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): F

* FRECVENTA (MHz): 12.65

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): P

Ap=-27.78 dB     S= 1.1314E+02

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F): I

Gi= 1.9994E+01  Bi= 8.5081E-02
Ri= 5.0015E-02  Xi=-2.1283E-04
RF=2.1331E-03   (-53.42 dB)
PH=  -85.9 grd

* PARAMETRU (Y/U/P/I/E/T/F):

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): S
```

Lista exemplu 5.2 (fig. 5.5-b)

```
   ANALIZA CIRCUITELOR LINIARE
       IN REGIM SINUSOIDAL

* MODELE: RLCUVJIETFOYS

* NUMARUL DE NODURI: 14

* ELEMENTE: RLC

* UNITATEA DE
  FRECVENTA (G/M/K/H): M

* Fo (MHz): 9

* ELEMENTE R: 6

NR        VAL.(kOhm)          K  K
R1        0.1                 1 ,2
R2        0.1                 1 ,3
R3        0.1                 5 ,6
R4        0.1                 5 ,7
R5        0.1                 9 ,10
R6        0.1                 9 ,11

* ELEMENTE L: 9

NR        VAL.(uH/Qo)         K  K
L1        0.459/40            2 ,14
L2        0.459/40            3 ,14
L3        0.459/40            6 ,14
L4        0.459/40            7 ,14
L5        0.459/40            10,14
L6        0.459/40            11,14
L7        3.436/60            1 ,4
L8        3.436/60            5 ,8
L9        1.74/55             9 ,12

* ELEMENTE C: 10

NR        VAL.(pF)            K  K
C1        680                 2 ,14
C2        680                 3 ,14
C3        680                 6 ,14
C4        680                 7 ,14
C5        680                 10,14
```

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

MUZICĂ ȘI LUMINĂ

Revin asupra montajului descris în numărul trecut al revistei sub același titlu, din dorința de a oferi celor interesați o variantă simplă (și experimentată cu bune rezultate) de amplasare a pieselor și cablaj. Pentru o urmărire mai ușoară am reluat în figura 1 schema de principiu a montajului, cu unele mici modificări și notații auxiliare. Au fost figurate la culoare piesele care se montează în exteriorul plăcuței de cablaj, respectiv potențiometrul P1, difuzorul de radioficare, instalația de becuri L, grupul întrerupător plus siguranță fuzibilă, cu numerotarea punctelor de conexiune la montaj.

Varianta propusă de amplasare-cablaj (figura 2, vedere dinspre componente sau „prin transparență", cum se mai spune) corespunde pieselor indicate în schemă, cu următoarele observații:

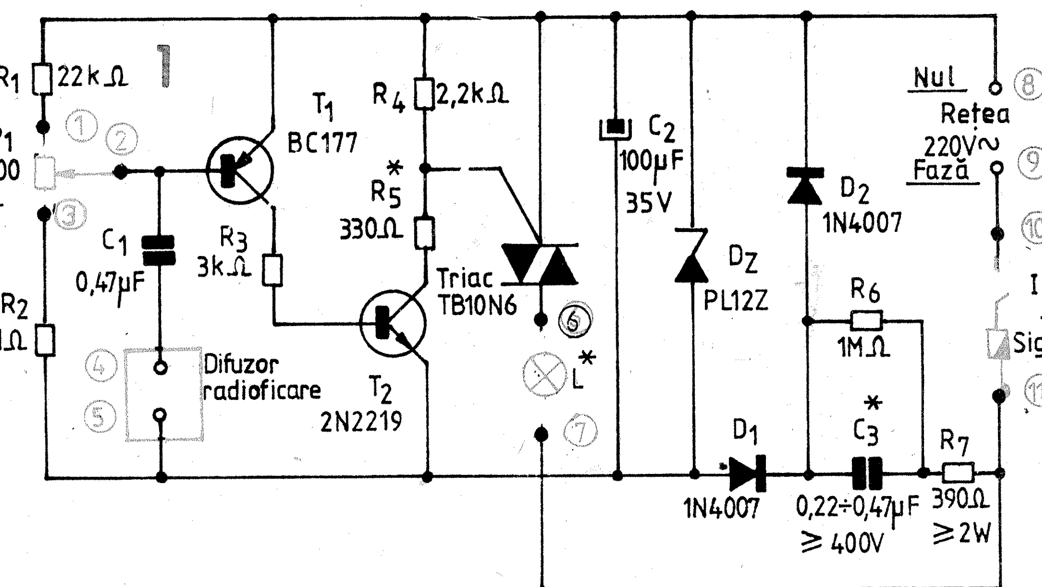
— triacul a fost prevăzut cu un mic radiator în formă de U, din tablă de aluminiu de cca 1 mm grosime;

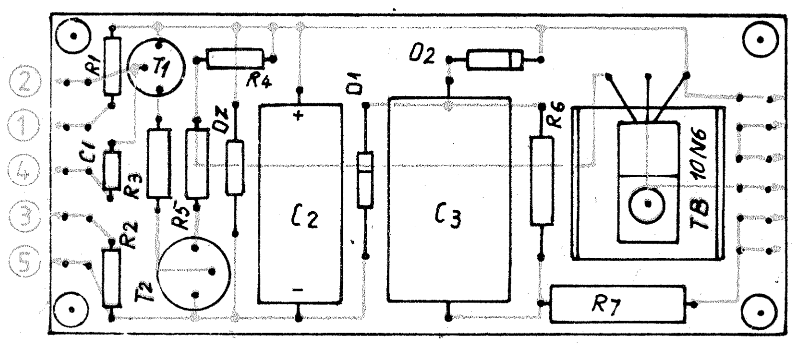
— R7 s-a ales de 2 W (rezistor bobinat), C3 — condensator nepolarizat, de 0,47 μF/400 V;

— din considerente de spațiu, s-au folosit pentru R1, R2 și R4 modele de 0,25 W.

Valoarea rezistenței R5 se tatonează experimental în funcție de sensibilitatea de poartă a triacului. De asemenea, și capacitatea lui C3 poate fi eventual redusă, cu economie considerabilă de spațiu și disipație termică pe R7 (pentru un exemplar uzual de triac TB10N6 am obținut rezultate bune și cu un condensator C3 de 0,22 μF/250 V~).

În fine, menționez că nu am utilizat metoda cablajului imprimat, ci am efectuat conexiuni directe între terminalele componentelor, cu asigurarea mecanică a firelor de legătură cu exteriorul prin „țeserea" lor în placa de sticlotextolit suport.





2

FOTOCOMANDĂ

Dacă tot am reluat în articolul „Muzică și lumină" artificiul de **alimentare fără transformator** a blocului electronic ce comandă poarta unui triac, vă propun să profităm suplimentar de ocazie, analizînd pe scurt un alt exemplu posibil de aplicație.

Este vorba, după cum se poate vedea din schema prescurtată de principiu (nu a mai fost redat blocul de alimentare, similar celui de la montajul menționat), despre o simplă transpunere la consumator de rețea și, bineînțeles, la alimentarea acestuia de la rețea, prin intermediul unui triac adecvat, a bine cunoscutului releu de fotocomandă ce are drept scop aprinderea și, respectiv, stingerea automată a unui bec la variația sub, respectiv peste un anumit prag, a nivelului de iluminare incidentă pe fototraductorul FT (fototranzistor, practic de orice tip uzual). Din motive evidente, este de preferat ca pragul de basculare să fie reglabil, funcție îndeplinită aici de potențiometrul P.

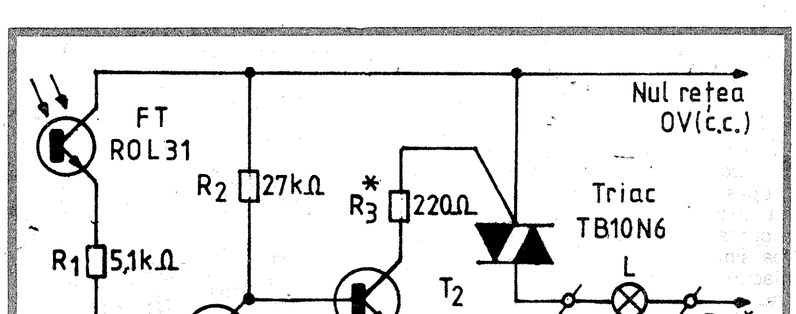
Blocul propriu-zis de comandă are ca nucleu un circuit basculant trigger-Schmitt, realizat cu tranzistoarele T1, T2 și piesele aferente. În condiții de iluminare ambiantă (la nivelul ferestrei lui FT) peste pragul dorit, prestabilit din P, tranzistorul T1 conduce, T2 este blocat, la fel și triacul, iar becul (sau becurile) L din circuitul anod-catod al acestuia stinse. La scăderea sub prag a nivelului de iluminare, situația se inversează și în final becul L se aprinde.

Alegerea unui circuit de comutație gen trigger-Schmitt prezintă avantaje (între care comutația fermă), dar și dezavantajul unui decalaj sau histerezis între pragurile de comutație sus-jos, respectiv jos-sus. Tocmai aici intervine contribuția inevitabilă a experimentatorului, care trebuie să stabilească un compromis optim între valorile rezistențelor R3 și R4.

Pe de altă parte, revenind la cele arătate în articolul „Muzică și lumină", valoarea cumulată R3 + R4 este, la rîndul ei, dictată de sensibilitatea de poartă a triacului, pentru o tensiune continuă de alimentare dată. În cazul unor exemplare de triace mai puțin sensibile este necesară fie reducerea valorii lui R3 (implicit și R4, în schema de față), fie creșterea capacității condensatorului C3, orientativ pînă la 0,68 μF, chiar 1 μF (2x0,47 μF), în blocul de alimentare, cu eventuale retușuri și asupra rezistenței R7 (pînă la 220—150 Ω/3 W). În astfel de situații extreme este recomandabil să se folosească o diodă Zener Dz cu putere disipată acoperitoare, de pildă ZL12.

În montajul definitiv, fototranzistorul FT va fi amplasat astfel încît el să nu „vadă" — decît eventual în foarte mică măsură și, oricum, nu direct — lumina emisă de becul sau becurile L. În acest scop, el va fi orientat preferențial spre sursa de iluminare ambiantă uzuală (naturală sau artificială) și protejat, pe cît posibil, de lumina emisă de becul L (tub opac pe capsulă etc.).

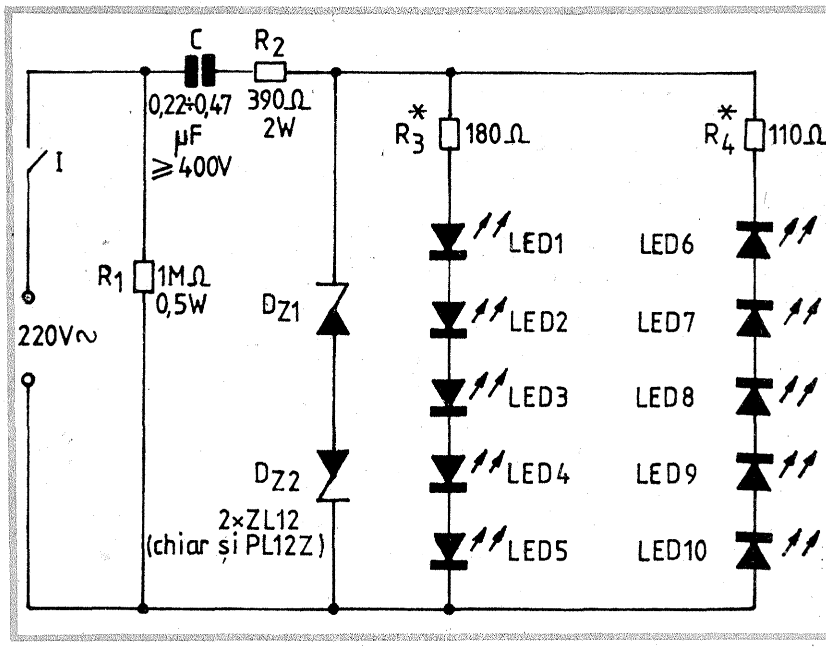
Îmi fac datoria să atrag din nou atenția constructorilor neavizați asupra pericolului de electrocutare sporit ce îl prezintă experimentarea (dar și exploatarea) montajelor de acest gen. Astfel, este interzisă atingerea cu mîna sau cu un obiect bun conducător electric a oricărei piese din montaj, înainte de întreruperea alimentării de la rețea (în blocul de alimentare a fost prevăzută rezistența R6, care asigură descărcarea condensatorului „periculos" C3 într-un timp suficient de scurt, de ordinul secundei). De asemenea, se va respecta conectarea indicată pentru nulul și faza rețelei, iar la conceperea și realizarea definitivă a aparatului se va avea grijă ca nici una din piesele racordate electric la montaj (inclusiv corpul potențiometrului și fototranzistorul) să nu poată fi atinse direct cu mîna din exterior.



INDICATOR

Ca o completare la articolul „LED-uri la rețea", publicat în numărul trecut la această rubrică, propun amatorilor interesați o variantă simplă de indicator cu zece LED-uri distribuite în două grupuri serie de cîte cinci. În funcție de destinația concretă a montajului, aranjamentul spațial dorit, piesele disponibile, gust etc., se pot folosi LED-uri identice sau de culori diferite (dar avînd toate același curent nominal maxim, de pildă 20 mA, ca în exemplul din figură), singura modificare eventual necesară fiind redimensionarea rezistențelor de limitare R3 și R4.

Principiul alimentării a fost expus și, după cum se vede din schemă, cele două grupuri LED1—5, respectiv LED6—10, lucrează în „opoziție", fiecare pe cîte o semialternanță a tensiunii ce li se aplică între bornele A și B. Remarcăm doar artificiul suplimentar de limitare bidirecțională a tensiunii între bornele A și B prin intermediul celor două diode Zener identice, DZ1, DZ2, legate în serie și în sensuri opuse. Pentru fiecare semialternanță, unul din „Zenere" va conduce în chip de diodă obișnuită, iar celălalt se va comporta ca o diodă stabilizatoare, mai bine zis limitatoare de tensiune.



În felul acesta, tensiunea la bornele A—B nu va putea depăși în nici unul din sensuri valoarea aproximativă UZ + 0,7 V, adică de cca 12,7 V pentru exemplul dat.

Ținînd cont de această tensiune maximă și de căderile de tensiune în direct pe fiecare din cele două grupuri de LED-uri, care pot fi semnificativ diferite, în funcție de tipul LED-urilor utilizate, nu ne mai rămîne decît să calculăm orientativ valorile acoperitoare ale rezistențelor de limitare R3 și R4.

De exemplu, să presupunem că primul grup, LED1—5, conține cinci LED-uri roșii identice, cu un curent maxim admis de 20 mA și cu o cădere de tensiune în direct de cca 1,8 V. Rezultă în total o cădere pe grup de 5 x 1,8 V = 9 V, deci rezistența serie R3 va trebui să preia diferența de 12,7 V — 9 V = 3,7 V la curentul maxim, de unde deducem R3 ≈ 180 Ω. Dacă în grupul al doilea vom folosi LED-uri verzi, tot de 20 mA, dar cu căderea în direct de cca 2,1 V, rezultă similar R4 ≈ 110 Ω.

În încheiere, reamintesc obligația amatorului ce experimentează astfel de montaje de a manifesta grija deosebită atît pe parcursul probelor (nu se ating piesele cu mîna decît după întreruperea alimentării), cît și la realizarea finală.

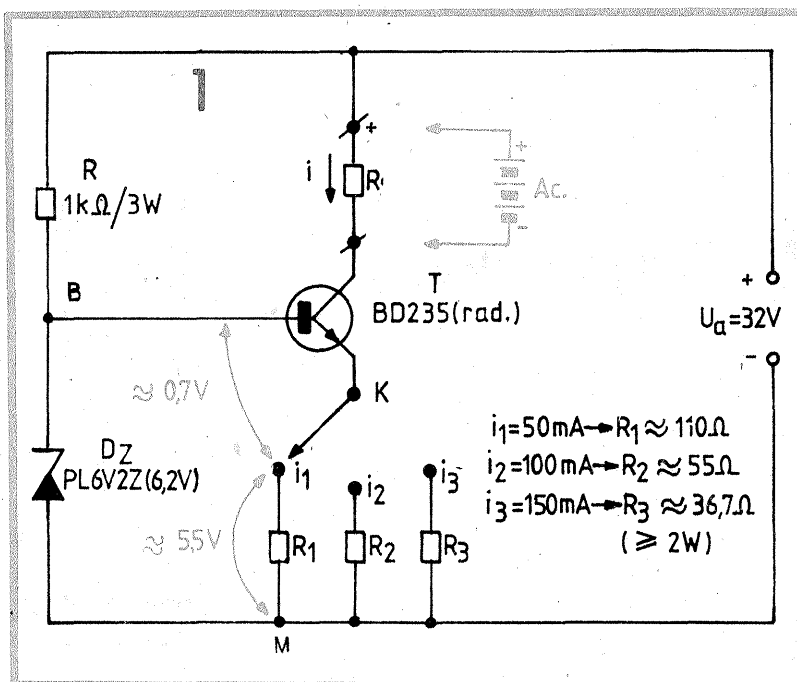
Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

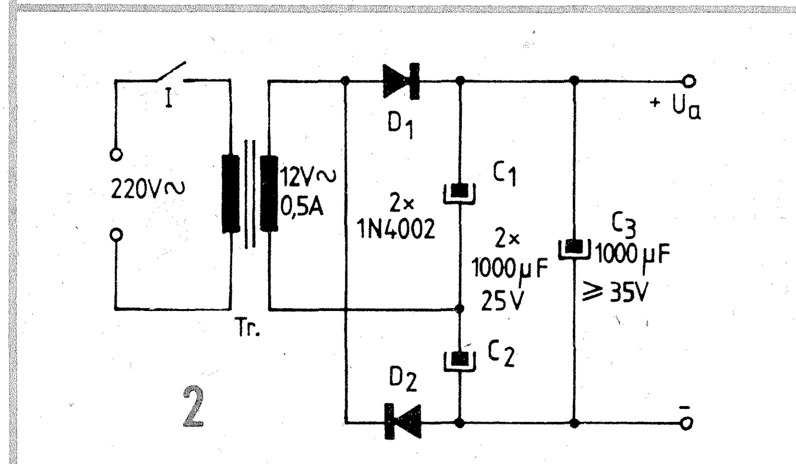
SURSĂ de CURENT

Pentru încărcarea unor acumulatoare mici, ca și pentru diverse alte scopuri casnice ori de laborator, avem nevoie adesea de o **sursă de curent constant** în domeniul zecilor sau al sutelor de miliamperi. Soluția elegantă este, desigur, aceea a sursei reglabile continuu într-o plajă dată, dar ea implică afectarea unui instrument indicator suficient de precis, pe care începătorii nu îl posedă întotdeauna (și chiar dacă-l au, nu se îndură să-l imobilizeze într-un astfel de aparat banal). Am preferat, de aceea, varianta de sursă cu valoare fixă de curent, mai precis un exemplu cu trei intensități prestabilite, i1 = 50 mA, i2 = 100 mA și i3 = 150 mA, selectabile dintr-un comutator K (fig. 1).

Montajul îmbină, ca un compromis acceptabil, considerentele de simplitate, accesibilitate, cost, siguranță în funcționare, cu exigențele uzuale, nu prea ridicate, în ceea ce privește precizia (reproductibilitatea, deriva termică etc.). Realizarea sa ridică o singură problemă mai delicată, anume aceea a sursei de alimentare, Ua. Se știe că sursele de curent constant lucrează bine numai peste o anumită valoare a tensiunii de alimentare Ua, specifică tipului de schemă ales. În cazul de față, ținînd cont de destinația propusă, trebuie să mărim substanțial tensiunea de alimentare, pentru a putea folosi aparatul și la încărcarea simultană a unor grupuri de miniacumulatoare înseriate (intern sau extern), a căror tensiune însumată se ridică adeseori la 7,5—12 V, eventual chiar mai mult.

Am ales acoperitor tensiunea de alimentare Ua = 32 V, care se poate obține, de pildă, plecînd de la un transformator de 220 V/24 V — 0,3 A, prin redresare bialternanță în punte și filtrare adecvată. Reamintesc, totuși, în figura 2 și o altă variantă posibilă, bazată pe un transformator mult mai uzual (secundar unic de cca 12—13 V/0,5 A), apelînd în schimb la redresarea cu dublare





de tensiune, care implică mai multe condensatoare și de valori mai mari. Cu piesele indicate în schema am obținut în gol o tensiune Ua de cca 34 V, care scade pînă la aproximativ 30 V, la un consum de 150—200 mA.

Sursa propriu-zisă de curent constant este atît de simplă încît îmi este și jenă să o mai comentez (să nu uităm însă că începători am fost toți, începători sînt și acum și vor mai fi întotdeauna). Foarte pe scurt, este vorba despre stabilizarea potențialului aplicat în baza tranzistorului T (punctul B) cu ajutorul celulei R—Dz, la o valoare de aproximativ UZ, în cazul de față de cca 6,2 V față de masa M. Această tensiune B—M se distribuie între joncțiunea bază-emitor a lui T (cca 0,7 V) și rezistența de emitor, R1—R3. Dacă se alege un exemplar de tranzistor cu factorul beta suficient de mare (preferabil peste 140—150), curentul de emitor poate fi confundat practic cu curentul de colector — respectiv curentul constant dorit —, ceea ce înseamnă că valoarea acestuia din urmă poate fi stabilită suficient de precis prin dimensionarea adecvată a rezistențelor Ri (i = 1, 2, 3).

În realitate, însă, nici tensiunea nominală a diodei Zener Dz nu este exact cea indicată de capsulă, nici căderea UBE a tranzistorului nu este de fix 0,7 V (mai ales în plajă atît de largă de curent), nici rezistoarele de wattaj corespunzător nu sînt suficient de precise, încît, una peste alta, se impune un mic tatonaj experimental, înlocuind în acest scop rezistența de sarcină Rs printr-un miliampermetru cu 150—300 mA c.c. la cap de scală.

Din considerente de disipație termică, rezistoarele R1, R2, R3 se vor alege la cel puțin 2—3 W (în funcție de „aerisirea" internă a aparatului), rezistorul R, tatonat experimental și el, la minimum 3 W, iar tranzistorului T i se va atașa un radiator în formă de U, din tablă de aluminiu cu grosimea de 0,5—1 mm, cu suprafața de minimum 12—15 cm².

TRANSCEIVER QRP

Ing. RADU FLORIN, Craiova

Aparatul lucrează în benzile de 3,5 și 7 MHz, avînd o sensibilitate mai bună de 1 μV. Selectivitatea este realizată atît cu un circuit acordat în amplificatorul de radiofrecvență, cît și cu un filtru de A.F. cu banda de trecere variabilă.

Partea de emisie asigură o putere de 0,8—1,5 W pe o sarcină de 75 Ω, cînd aparatul este alimentat între 12 și 15 V c.c.

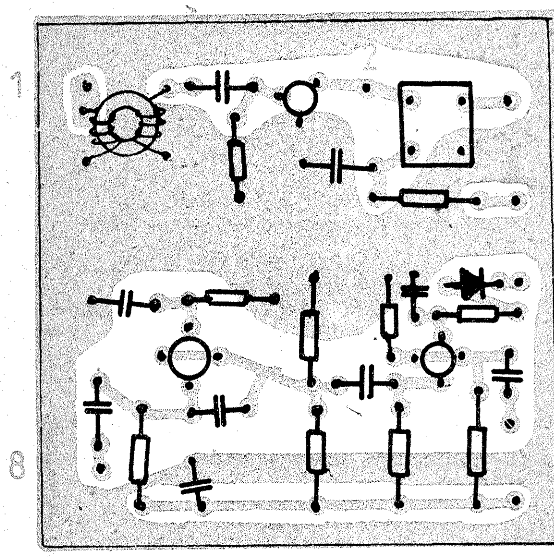
Puterea furnizată este suficientă pentru atacul unui amplificator de putere sau pentru lucrul în bandă.

Descriere

1. **Placa P1** conține amplificatorul RF la recepție, format din tranzistorul T1, de tip BF245B sau C, realizat în schemă cu sursa la masă.

Bobinele L1 și L2 sînt realizate pe un mic tor de ferită cu dimensiunile ∅ 6x4x2 mm și au L1 = 8 spire și L2 = 22 de spire CuEm 0,2. Se poate folosi și o bobină FI de la aparatele de radio tranzistorizate.

Bobinele L3 și L4 sînt realizate pe o carcasă FI „Cora" și au L3 = 10 spire, iar L4 = 3 spire CuEm 0,12.



PLACA P1

R1 se alege astfel ca prin circuit să treacă un curent de 10...12 mA.

Pe aceeași placă se găsește amplificatorul RF de emisie, realizat cu tranzistoarele T2 de tip 2N2222 și T3 de tip 2N3553, montat pe un mic radiator (cca 8 cm^2). Se pot folosi și tipurile BC107, respectiv BD139, reducîndu-se puțin puterea la emisie.

Șocul SRF are 30 de spire CuEm ∅ 0,12 pe un miez ∅ 3 de ferită.

Dioda D1 este utilă dacă se adoptă o schemă VOX sau un generator de ton pentru controlul auditiv al emisiei.

Dioda D2 are rolul de a proteja T3 la supratensiune.

2. **Placa P2**

Conține detectorul de produs realizat cu TAA661 într-o schemă cunoscută și circuitul de mute realizat cu T4, de tip BC107. După realizare, blocul se ecranează cu tablă de la cutiile de conserve.

3. **Placa P3**

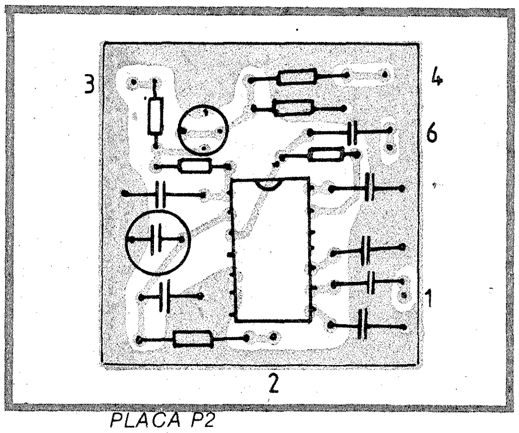
Conține filtrul de joasă frecvență cu banda de trecere variabilă și amplificatorul audio realizat cu TBA790T.

Filtrul de joasă frecvență este realizat cu A.O.741, în a cărui buclă de reacție s-a introdus un filtru trece-bandă dublu T realizat cu C25, C26, C24 și R23, R24, R25, înseriat cu un potențiometru de 10 kΩ ce permite reglarea benzii de trecere între 300 și 3 000 Hz.

Toate rezistoarele pe circuitul de semnal mic vor fi de tip RPM, iar C18 se preferă a fi cu tantal. Între pinii de alimentare ai A.O. se cuplează, pe spatele plăcii, un condensator de 100 nF.

4. **Placa P4**

Oscilatorul cu frecvență variabilă este de tipul Franklin, unul din cele mai stabile în funcționare.



PLACA P2

Tranzistoarele T5 și T6, de tip 2N2369 (sau BC107), formează oscilatorul propriu-zis, iar T7, de tip BC107B, este un repetor pe emitor ce oferă la ieșire pe pinul 5 tensiunea necesară pentru emisie, iar la pinul 6 o tensiune reglabilă pentru mixerul integrat.

Condensatoarele C36, C41, C42 sînt cu dielectric ceramică, cu coeficient de temperatură preferabil pozitiv.

Circuitul oscilant va fi, de asemenea, compensat termic. L5 are 10 spire din sîrmă CuEm 0,15...0,3 mm pe o carcasă cu miez FI 455 kHz, iar L6 are 7 spire cu același conductor și miez, pe același tip de carcasă.

C35 și C38 au coeficient termic—220 ppm, iar C39 și C34 sînt, de fapt, grupări de condensatoare pentru care, din calcule, s-a obținut coeficient de temperatură −10 ppm.

În aceste condiții, montajul fiind introdus într-o cutie metalică căptușită cu polistiren expandat, s-a obținut o alunecare de frecvență de 38 Hz/oră după 30 de minute de la punerea în funcțiune.

Se are în vedere ca la montaj K1 să fie amplasat chiar pe cutia VFO.

5. **Placa P5**

Generează tensiunea de comandă a diodelor varicap. Schema a fost prezentată în revistă (nr. 4/1984) și nu necesită comentarii. S-au introdus diodele D9 și D11 de tip DC2 (joncțiuni de la tranzistoare BC) pentru compensare termică. Ele pot lipsi dacă D8 și D10 sînt PL10Z, cu înrăutățirea nu prea semnificativă a stabilității oscilatorului.

Pe schema de conexiuni apar și componente ale căror valori nu sînt date explicit pe desen. Acestea sînt: P1 = 100 kΩ helipot; P2 = 10 kΩ lin; Cv — 2x270 pF de la aparatele de buzunar; C53 = 390 pF; C54 = 780 pF; C52 = 18 pF; C51 = 220 pF.

Punere în funcțiune și reglaje

Aparate de măsură necesare: AVO-metru cu Rin ≥ 20 kΩ/V, frecvențmetru numeric, generator audiofrecvență, dipmetru, sondă RF (vezi „Tehnium" nr. 6/1984).

Se începe cu placa P4 complet asamblată împreună cu placa P5.

Se cuplează frecvențmetrul la borna 5 și borna 2 a plăcii 5 se lasă liberă. Se pune P2 în poziția mediană. Se trece K1 pe poziția „3,5 MHz", iar P1 se aduce la jumătate. Se reglează R43 și L5 pînă se obține frecvența de 3 650 kHz. Se verifică apoi capetele de bandă și acoperirea gamei, ajustînd valorile lui R43 și L5, eventual C34.

Se trece pe poziția „7 MHz" și se aduce P1 la capătul inferior al gamei.

Se reglează L6 pînă se obține capătul de gamă.

Se verifică acoperirea gamei modificînd eventual C38.

Se verifică tensiunea de RF disponibilă la pinul 5 și care trebuie să fie de cca 1 V. La pinul 6, aceasta trebuie să fie de cca 50—80 mV.

Se cuplează pinul 5 din nou la frecvențmetru și, cu P2 în poziția mediană, se măsoară frecvența.

Se cuplează pinul 2, placa 5 la masă și se reglează R46 pînă se obține aceeași indicație.

Cu aceasta, cel mai dificil reglaj s-a încheiat.

Se reglează în continuare cu ajutorul griddipmetrului L3, L4, ajustînd eventual C54, C51 și C52, C53 pentru o corectă acoperire a gamelor.

Cei care dispun de un osciloscop pot efectua un reglaj mult mai precis al tuturor etajelor, urmărind formele de undă ale semnalului. Dacă nu, se reglează R1 pînă cînd curentul absorbit la nodul 4P1 este de cca 10 mA.

Se cuplează o sarcină de 75 Ω/2 W între pinul 8P1 și masă. Se trece K2 pe poziția „Tx" și se apasă manipulatorul.

Tensiunea de RF ce apare la pinul 8P1 trebuie să fie de cca 23 V pentru Ualim = 12,5 V. Dacă nu, se acționează asupra lui R6 și R10.

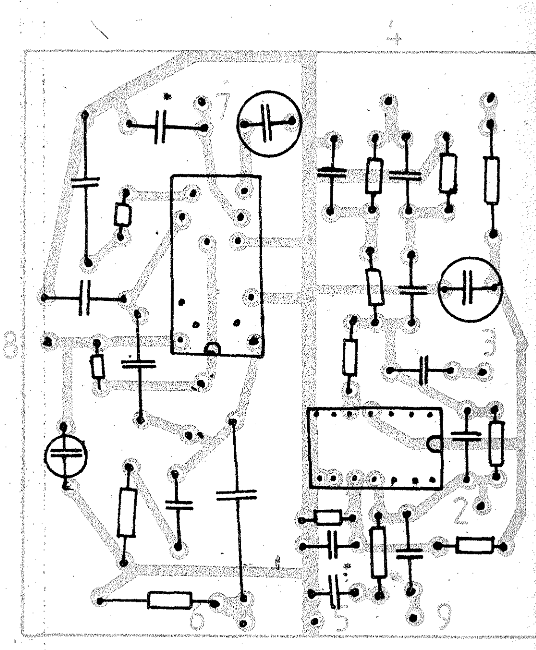
Curentul absorbit la pinul 5P1 cu manipulatorul neapăsat este de 93—100 mA, iar cu el apăsat de cca 250 mA.

Dacă se folosesc tranzistoare BC107 și BD139, se obțin tensiuni de RF mai reduse. Cu aceasta reglajul este practic încheiat.

Valorile componentelor

Placa 1

R1 = 270 Ω; R2 = 130 Ω; R9 = 33 kΩ; R10 = 4,7 kΩ; R5 = 3,3 kΩ; R6 = 470 Ω; R7 = 22 Ω; R8 = 220 Ω; R3 = 560 Ω; R4 = 10 Ω/0,5 W; C1 = C9 = 1 nF; C2 = C6 = 47 nF; C5 = C7 = C8 = 10 nF; C4 = 10 pF; D1 = 1N4001; D2 = PL39Z; C3 = 100 nF.

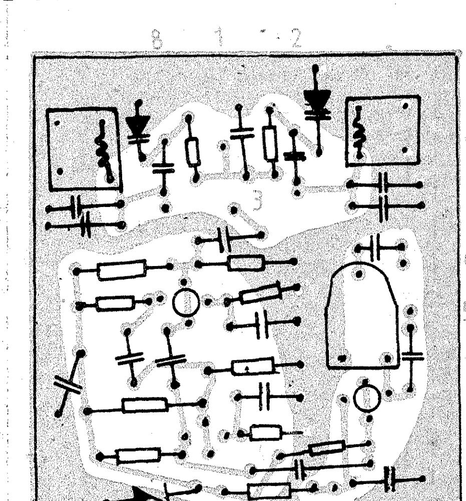


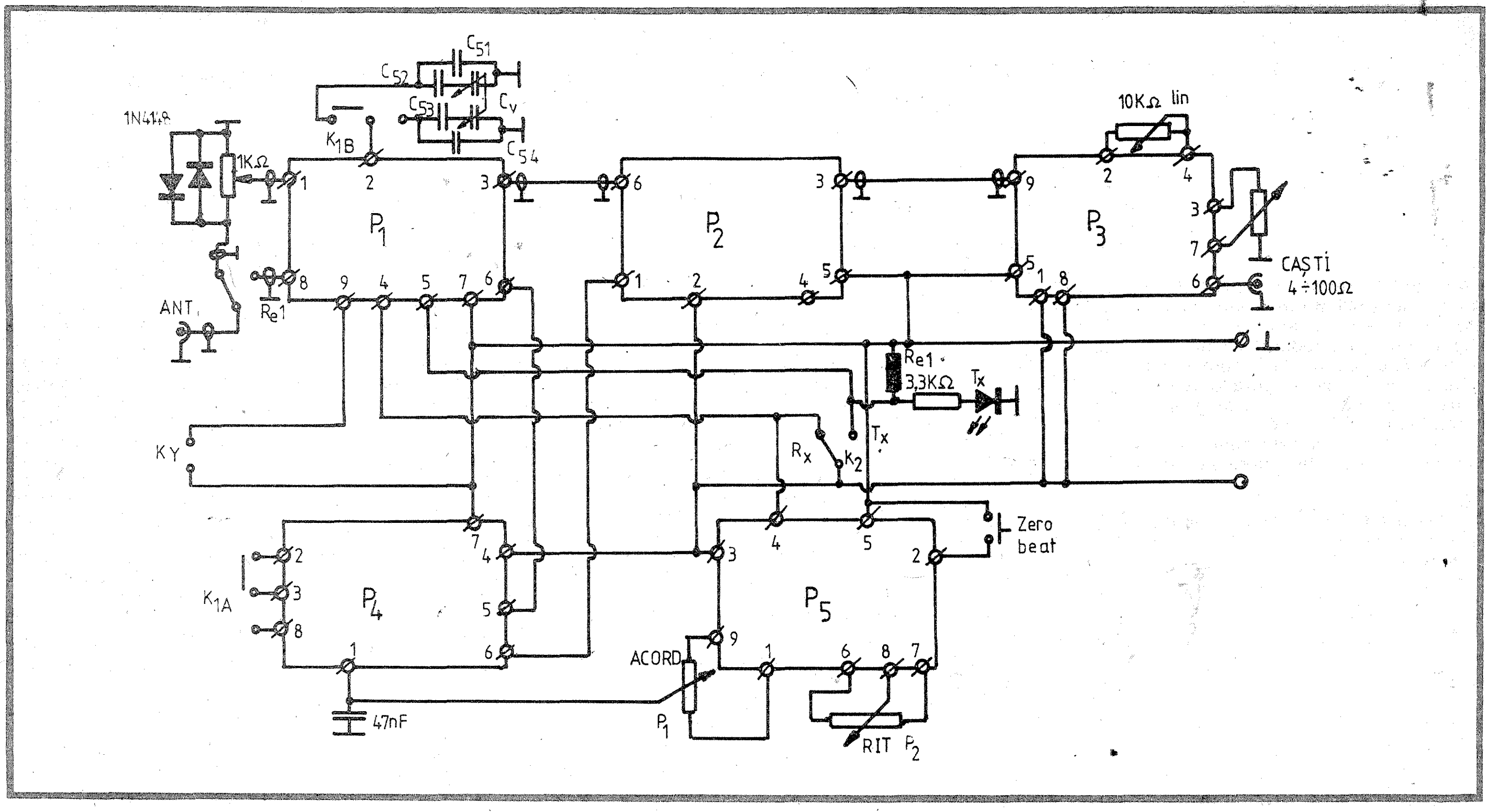
PLACA P3

Placa 2

R11 = 2,7 kΩ; R12 = 150 Ω; R13 = 2,2 kΩ; R14 = 820 Ω; R15 = 2,2 kΩ; R16 = 10 kΩ; C10 = C12 = 47 nF; C11 = 33 pF; C13 = C15 = 4,7 nF; C14 = 82 pF; C16 = 100 nF; C17 = 100 μF/16 V. R11, R13 și R14 vor fi de tip RPM.

PLACA P4

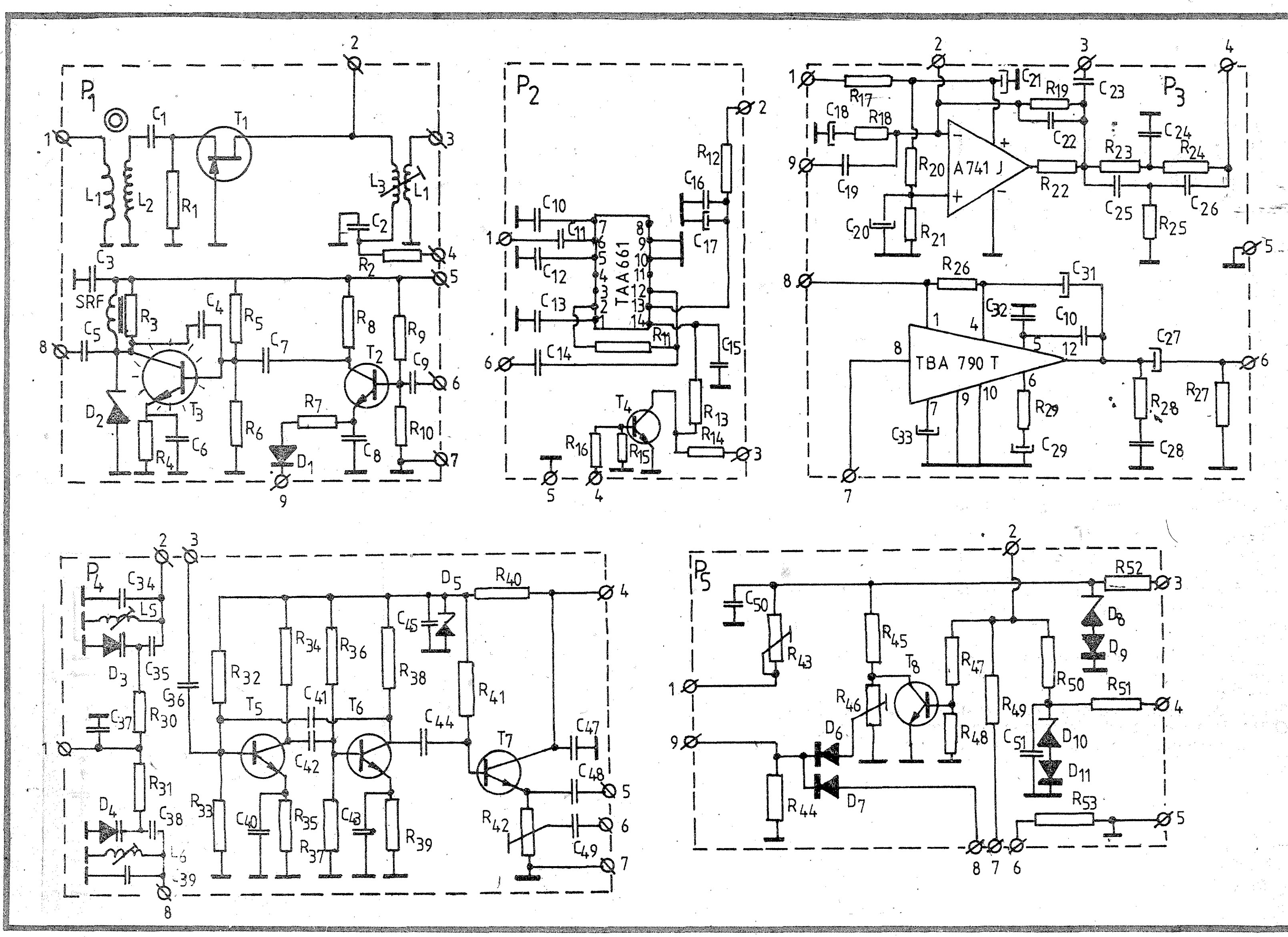




Placa P3
R17 = 330Ω; R18 = 1 kΩ; R19 = 270 kΩ; R20 = R21 = 10 kΩ; R22 = 47Ω; R23 = R24 = 3,8 kΩ; R25 = 2 kΩ; R26 = R27 = 100 Ω; R28 = 1Ω; R29 = 33 Ω; C18 = 1 μF; C19 = C23 = C24 = C26 = C34 = 0,1 μF; C33 = C21 = C31 = C29 = C27 = 100 μF/ 16 V; C22 = 4,7 nF; C30 = 6,8 nF; C32 = 33 pF.

Placa P4
R32 = R36 = 47 kΩ; R34 = R38 = 2,2 kΩ; R30 = R31 = 33 kΩ; R33 = 10 kΩ; R41 = 150 kΩ; R40 = 330 Ω; R42 = 1 kΩ; R35 = R39 = 2,2 kΩ; C36 = 82 pF; C37 = C45 = C47 = 100 nF; C38 = 2,2 pF; C39 = 1,8 pF; C40 = C43 = 10 nF; C41 = C42 = 22 pF; C44 = 82 pF; C48 = C49 = 1 nF; D3 = D4 = BB 139; D5 = PL8V1Z.

Placa 5
C50 = C51 = 50 nF; R51 = R52 = 330Ω; R47 = R48 = R50 = 3,3 kΩ; R45 = R53 = 10 kΩ; R49 = 15 kΩ; R44 = 1,8 kΩ; R43 = R46 = 100 kΩ; T8 = BC107; D6 = D7 = 1N4148; D8 = D10 = PL9V1Z; D9 = D11 = DC2.



PREAMPLIFICATOR PENTRU PICK-UP

Ing. EMIL MARIAN

Schema electrică propusă reprezintă o optimizare calitativă a unui preamplificator care face parte din categoria HI-FI, destinat a echipa un pick-up performant dotat cu doză electromagnetică.

Performanțele preamplificatorului sînt:

— tensiunea de intrare $U_i = 3 mV$;
— impedanța de intrare $Z_i = 47 k\Omega$;
— impedanța de ieșire $Z_e = 10 k\Omega$;
— amplificarea A/1000 Hz = 40 dB;
— caracteristica de transfer: RIAA;
— banda de trecere f = 16 Hz — — 20 kHz;
— raport semnal/zgomot $F/N \geq \geq 70$ dB;
— distorsiuni armonice totale $THD \leq 0,1\%$;
— distorsiuni de intermodulație $TID \leq 0,02\%$;
— tensiunea de alimentare $UA = \pm 12$ V.

Semnalul audio util preluat de la doza electromagnetică este aplicat la intrarea montajului, prin intermediul condensatorului C1, primului etaj de amplificare, care conține tranzistoarele T1 și T2.

Analizînd schema electrică, se observă că pentru realizarea amplificării în tensiune s-au utilizat trei amplificatoare diferențiale, care includ tranzistoarele T1—T2, T3—T4 și T5—T6.

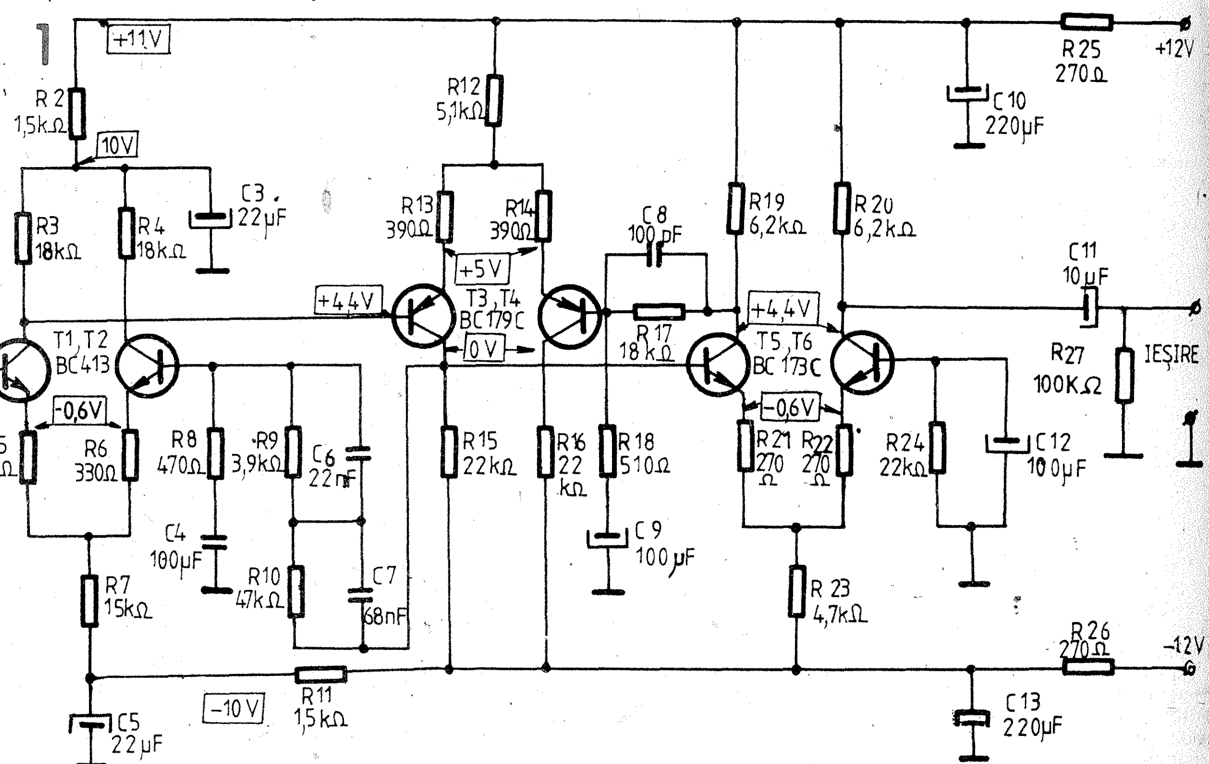
Această configurație a montajului permite obținerea unor performanțe electrice foarte bune, atît în privința unor amplificări mari în tensiune cu distorsiuni foarte mici, cît și din punct de vedere al stabilității termice într-o gamă largă de temperaturi. Tot pentru optimizarea performanțelor electrice finale ale montajului în ceea ce privește distorsiunile și raportul semnal/zgomot s-a ales un cuplaj galvanic între cele trei etaje de amplificare de tip amplificator diferențial. Polarizarea primului amplificator diferențial a fost astfel aleasă încît tranzistoarele T1 și T2 să se situeze într-o zonă de lucru în care raportul semnal/zgomot este maxim. În acest sens, pentru definirea punctului static de funcționare al celor două tranzistoare s-au ales o tensiune de lucru colector-emitor mică ($U_{CE} = 5$ V) și un curent de lucru de ordinul sutelor de microamperi ($I_{C1} = I_{C2} = 311 \mu A$). Semnalul de intrare este aplicat la intrarea neinversoare a amplificatorului diferențial, în baza tranzistorului T1. Intrarea inversoare (în baza tranzistorului T2) este folosită pentru amplificarea unei bucle de reacție negativă, formată din grupul C5, R9, C7, R10, R8, care oferă în final montajului caracteristica de transfer de tip RIAA. Semnalul amplificat de primul amplificator diferențial este preluat din colectorul tranzistorului T1 și aplicat galvanic celui de-al doilea amplificator diferențial, care conține tranzistoarele T3 și T4 (în baza tranzistorului T3). Bucla de reacție negativă definește amplificarea, oferind, totodată, avantajele cunoscute ale reacției negative (amplificare mare cu distorsiuni foarte mici). Semnalul audio amplificat și corectat conform normei RIAA este preluat din colectorul tranzistorului T3 și aplicat galvanic celui de-al treilea amplificator diferențial care conține tranzistoarele T5 și T6 (în baza tranzistorului T5).

Amplificarea finală a celui de-al treilea amplificator diferențial este definită de raportul rezistențelor R17, R18. Condensatorul C8 este amplasat pentru limitarea benzii de trecere a preamplificatorului în ceea ce privește frecvențele ultrasonore. Acest lucru se face în vederea evitării unor oscilații parazite ce ar putea apărea datorită unor regimuri tranzitorii dinamice de lucru ale preamplificatorului. Amplificatorul diferențial care conține tranzistoarele T5 și T6 reprezintă, totodată, un etaj tampon care definește amplificarea finală a montajului și, concomitent, oferă avantajul obținerii unei impedanțe de ieșire scăzute, în vederea unei adaptări convenabile dintre preamplificator și corectorul de ton sau amplificatorul de putere care succede preamplificatorul.

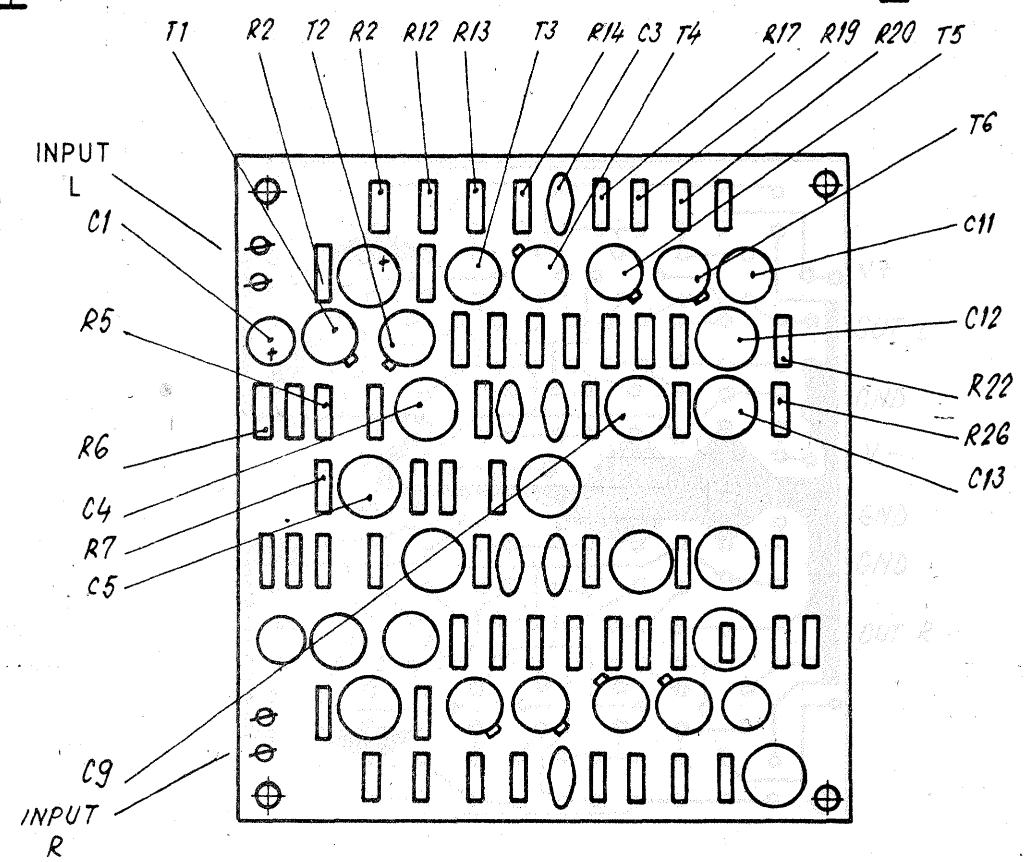
Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlotextolit placat cu folie de cupru, în varianta stereo. La realizarea cablajului imprimat se vor lua toate măsurile ce privesc amplificatoarele de semnal mic, și anume structura fizică de cvadripol a montajului, traseu de masă gros de minimum 4 mm, evitarea buclei de masă etc. O variantă de realizare a cablajului imprimat este prezentată în figura 2. După realizarea cablajului imprimat, înaintea plantării fiecărei componente electrice este necesară verificarea acesteia. Orice componentă defectă duce cel puțin la nefuncționarea montajului în parametrii estimați inițial.

Montajul se alimentează de la o sursă dublă de tensiune $UA = \pm 12$ V, stabilizată și foarte bine filtrată. Se verifică prezența tensiunilor indicate pe schema electrică folosind un voltmetru cu impedanța mare de intrare ($Z_i = 1 M\Omega$). În cazul unei diferențe a tensiunilor mai mare cu 3% față de valorile indicate, se caută și se înlocuiește componenta defectă. După aceste verificări, montajul se ecranează folosind o cutie din tablă de fier cu pereții groși de minimum 1 mm. Ulterior, montajul se rigidizează în ansamblul electroacustic unde va funcționa. Legăturile galvanice de la intrarea și ieșirea montajului, ce privesc traseele semnalului audio util, se realizează obligatoriu folosind conductoare ecranate.

1



2



AMPLIFICATOR AUDIO 200 W

Ing. AURELIAN MATEESCU

Recomandări constructive

Amplificatorul audio prezentat poate fi utilizat pentru aplicații de sonorizare profesională, avînd parametrii tehnici cu mult peste normele Hi-Fi. Puterea de ieșire este suficient de ridicată pentru sonorizări în aer liber, iar simplitatea schemei îl face relativ ușor accesibil. Amplificatorul utilizează tranzistoare MOS-FET complementare de putere. Modul de funcționare a acestor tranzistoare permite funcționarea în paralel a două perechi cu dublarea puterii de ieșire fără probleme deosebite de echilibrare a celor două ramuri.

Schema acestui amplificator este utilizată în mai multe amplificatoare de uz profesional și de înaltă clasă de producție japoneză și europeana.

Caracteristici tehnice:

— banda de frecvență reprodusă este cuprinsă între 3 Hz și 200 kHz, cu o neliniaritate de maximum −3 dB;

— coeficientul de distorsiuni neliniare la f = = 1 kHz și P_{OUT} = 200 W este de 0,015%;

— puterea de ieșire P_{OUT} = 200 W pentru Ua = = ±60 V;

— viteza de creștere a semnalului în unitatea de timp (slew-rate) = 60 V/μs (fără grupul R1, C1, R4, C2);

— impedanța de intrare R1 = 120 kΩ;

— impedanța sarcinii Rs = 4Ω.

Descrierea amplificatorului

Amplificatorul este echipat cu un operațional cu intrare pe tranzistoare FET de tip LF356 și 16 tranzistoare, din care două perechi de tranzistoare de putere complementare realizate în tehnologie MOS-FET.

Amplificatorul conține:

— un filtru la intrare care limitează banda de trecere în domeniul specificat mai sus, realizat cu C1, C2, R1 și R4; R4 stabilește impedanța de intrare la valoarea de 120 kΩ;

— tranzistoarele T1 și T2 formează circuitele de alimentare stabilizată a A.O. ce formează etajul de intrare al amplificatorului. Tensiunea de alimentare a A.O. este de ±13 V;

— tranzistoarele T3—T10 formează o structură de amplificator operațional, realizat cu componente discrete, care, prin intermediul repetoarelor pe emitor T11 și T12, atacă tranzistoarele finale. Tranzistoarele finale au amplificarea în tensiune unitară și un coeficient de amplificare în curent important.

Se remarcă cuplajul galvanic între toate etajele amplificatorului, ceea ce asigură performanțele ridicate specificate.

— D1, R18, R20 și respectiv D2, R19, P1, R22 asigură punctul de funcționare prin stabilizarea tensiunii de 2,7 V, din bazele tranzistoarelor. Cu ajutorul potențiometrului trimer P1 se anulează tensiunea de la ieșirea amplificatorului datorată nesimetriilor din montaj;

— cu ajutorul lui P2 se stabilește curentul de repaus al tranzistoarelor finale la cca 300 mA. Căderea de tensiune pe P2 este în acest caz în jurul valorii de 4,3 V;

— condensatoarele C7, C8, C11, C12, C13, C16 asigură protecția amplificatorului la autooscilații;

— diodele D3, D4, D5, D6 asigură protecția tranzistoarelor finale prin limitarea curentului maxim ce poate trece prin tranzistoare (maximum 9 A).

Tranzistoarele bipolare utilizate sînt tranzistoare de înaltă tensiune (tabelul 1). Au fost utilizate aceste tranzistoare pentru zgomotul propriu mai mic și pentru capacitățile interne mult mai mici care ajută la obținerea unei viteze de creștere ridicate. Toate componentele specificate, cu excepția tranzistoarelor finale, sînt de proveniență indigenă.

Tranzistoarele finale specificate sînt de producție japoneză și pot fi înlocuite cu perechi de tranzistoare complementare MOS-FET avînd Ic ≥ 15 A și Pd ≥ 100 W.

Condensatoarele electrolitice de filtraj vor fi de minimum 6 800 μF și vor fi montate cît mai aproape de etajul final. Conexiunile cu alimentatorul se vor efectua cu cabluri de cupru lițate cu secțiunea minimă de 1,5 mm².

La proiectarea cablajului, în funcție de gabaritul componentelor, se vor scurta la minimum traseele de poartă ale MOS-FET-urilor.

Inductanța L este realizată prin bobinarea unui conductor emailat de cupru cu ∅ 1,2 mm pe un dorn cu diametrul de 10 mm. Sînt necesare 20 de spire.

Tranzistoarele T5, T6, T9, T10, T11, T12 se vor monta pe mici radiatoare din tablă de aluminiu de 1—1,5 mm grosime.

Tranzistoarele finale se vor monta pe radiatoare de minimum 200 cm² fiecare.

Nu se recomandă montarea amplificatorului operațional pe soclu.

Se vor depărta unele de celelalte circuitele de intrare și cele de ieșire.

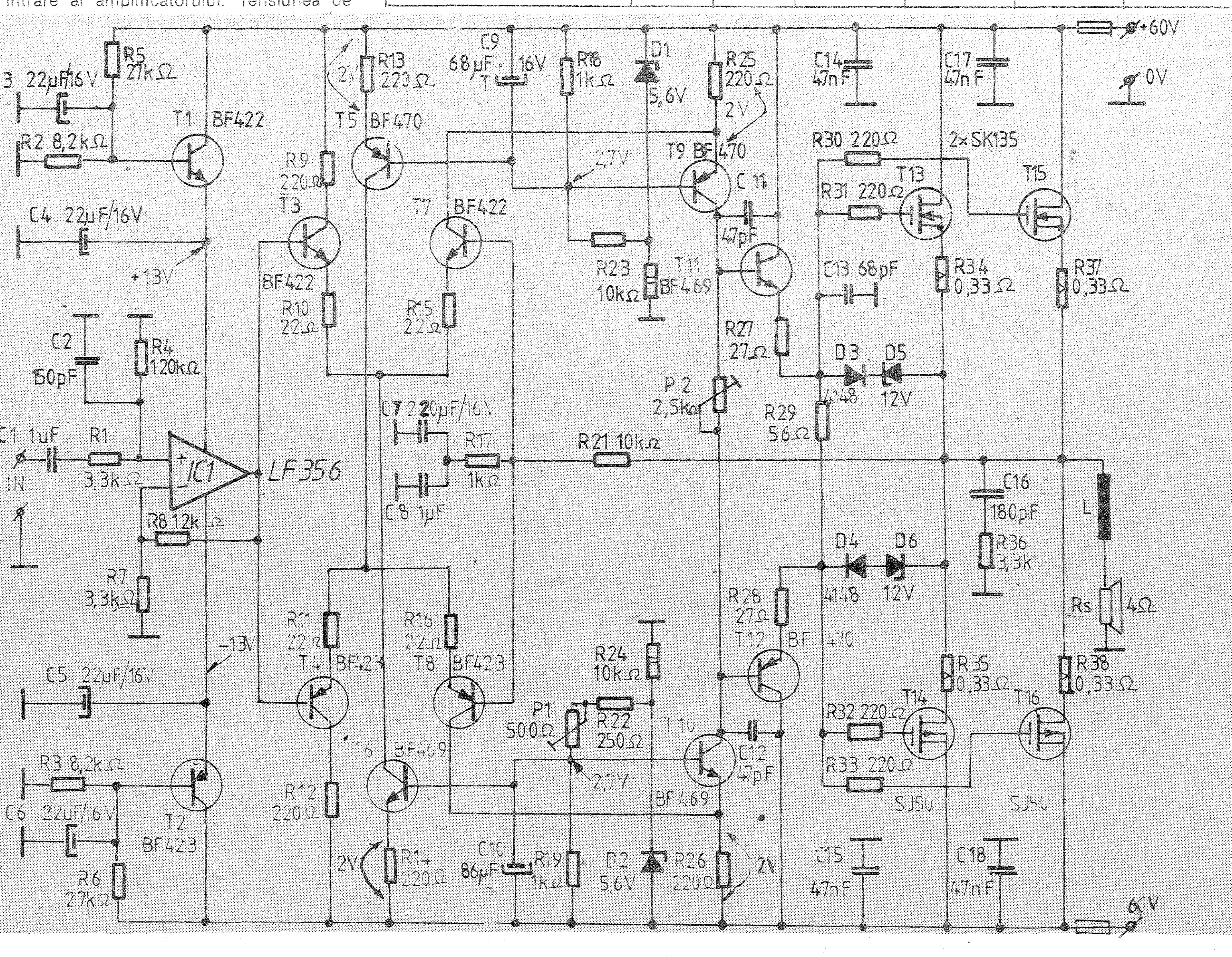
Tranzistoarele perechi se vor sorta pentru hFE cît mai apropiat.

La proiectarea cablajului se vor evita buclele de masă.

Se va consulta și articolul din Almanahul „Tehnium" 1985, pag. 54—57.

CARACTERISTICILE TRANZISTOARELOR BIPOLARE

Parametrul	Mărimea	UM	BF422	BF423	BF469	BF470
Tipul tranzistorului			NPN	PNP	NPN	PNP
Tensiunea colector-bază	U_{CB}	V	250	250	250	250
Tensiunea colector-emitor	U_{CE}	V	250	250	250	250
Curentul colector	I_C	mA	25	25	30	30
Puterea disipată	P_{tot}	mW	830	830	2000	2000
Cîștigul în curent	h_{FE}		min. 50	min. 50	min. 50	min. 50
Frecvența de tăiere	f_T	MHz	60	60	60	60
Capsula			TO92	TO92	TO126	TO126



TESLAMETRU ȘI TERMOMETRU DIGITAL

ALEXANDRU COTTA, fiz. GHEORGHE BĂLUȚĂ

În materialul de față propunem cititorilor un aparat de măsurare a inducției magnetice și temperaturii. Necesitatea măsurării inducției magnetice apare în activitatea constructorului amator la optimizarea construcției sau repararea unor dispozitive electromagnetice (relee, zăvoare, servomecanisme, sortatoare), ori la aprecierea calității magneților permanenți și urmărirea evoluției lor în timp. Determinarea sensului cîmpului magnetic produs de o bobină parcursă de un curent continuu este o metodă de aflare a sensului înfășurării (atunci cînd nu este vizibil capătul acesteia) și permite legarea corectă în circuit a bobinei respective (înfășurare a unui transformator necunoscut, stator de electromotor etc.).

În calitate de traductor magnetic T_H se folosește un senzor bazat pe efect Hall, tip βH1, realizat la I.P.R.S.-Băneasa. Alimentat cu o tensiune continuă de 5 V, acest senzor furnizează la bornele de ieșire o tensiune diferențială a cărei valoare este direct proporțională cu valoarea inducției cîmpului magnetic aplicat. Sensul tensiunii de ieșire este în funcție de sensul cîmpului magnetic. Sensibilitatea tipică a traductorului este 240 mV/tesla. În lipsa cîmpului magnetic, datorită asimetriilor constructive, tensiunea de ieșire este diferită de zero (offset nenul) și trebuie compensată în lanțul de amplificare.

Temperatura ambiantă modifică neliniar sensibilitatea traductorului la cîmpul magnetic, deci este necesară aplicarea unei corecții asupra valorii citite pe instrument, dacă măsurătoarea se face la o temperatură a sondei diferită de temperatura la care s-a făcut etalonarea (25°C, de exemplu). În cazul nostru, corecția se face prin înmulțirea valorii măsurate cu un coeficient dat de un tabel.

Din necesitatea cunoașterii temperaturii la care se face măsurătoarea a rezultat ideea adăugării la instrument a unui bloc de măsurare a temperaturii, avînd ca senzor o diodă cu siliciu.

În figura 1 este dată schema de principiu a aparatului. Amplificatoarele operaționale CI1 și CI2 sînt repetoare de tensiune și au rol de micșorare a impedanței. CI3 este amplificator diferențial, cu cîștigul reglabil din P4. Compensarea tensiunii de offset a traductorului (în lipsa cîmpului magnetic) se face din P3.

Blocul de măsurare a temperaturii conține o diodă cu siliciu T_T, alimentată în direct cu un curent de cca 0,7 mA. Căderea de tensiune de pe diodă se scade dintr-o tensiune fixă — fracțiune a tensiunii de pe o diodă Zener termocompensată. Diferența este amplificată cu CI4, avînd cîștigul reglabil din P6.

Măsurarea tensiunilor de ieșire — fie de la etajul de măsurare a inducției, fie de la etajul de măsurare a temperaturii — se face cu un voltmetru digital realizat cu CI5, avînd posibilitatea de a afișa tensiuni în domeniul −2 V...+2 V.

Construcția sondei magnetice

Sonda de măsurare a inducției magnetice se realizează prin lipirea cu cositor a traductorului la firele unui cablu flexibil ecranat (fig. 2).

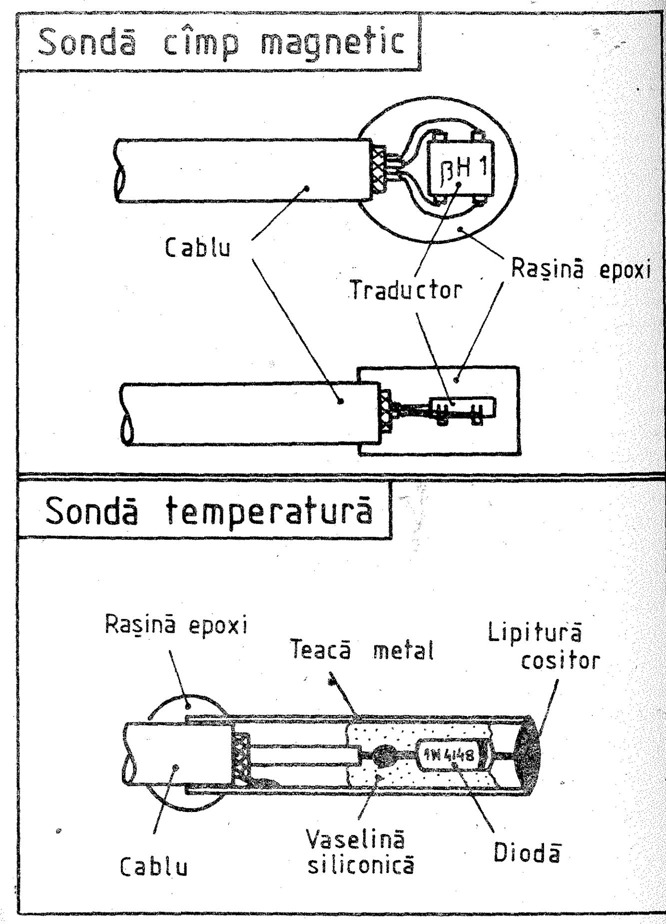
Terminalele senzorului vor fi scurtate în prealabil, dar nu vor fi pliate (îndoite) într-o parte sau alta a corpului traductorului, deoarece se creează asimetrie în distribuția liniilor cîmpului magnetic.

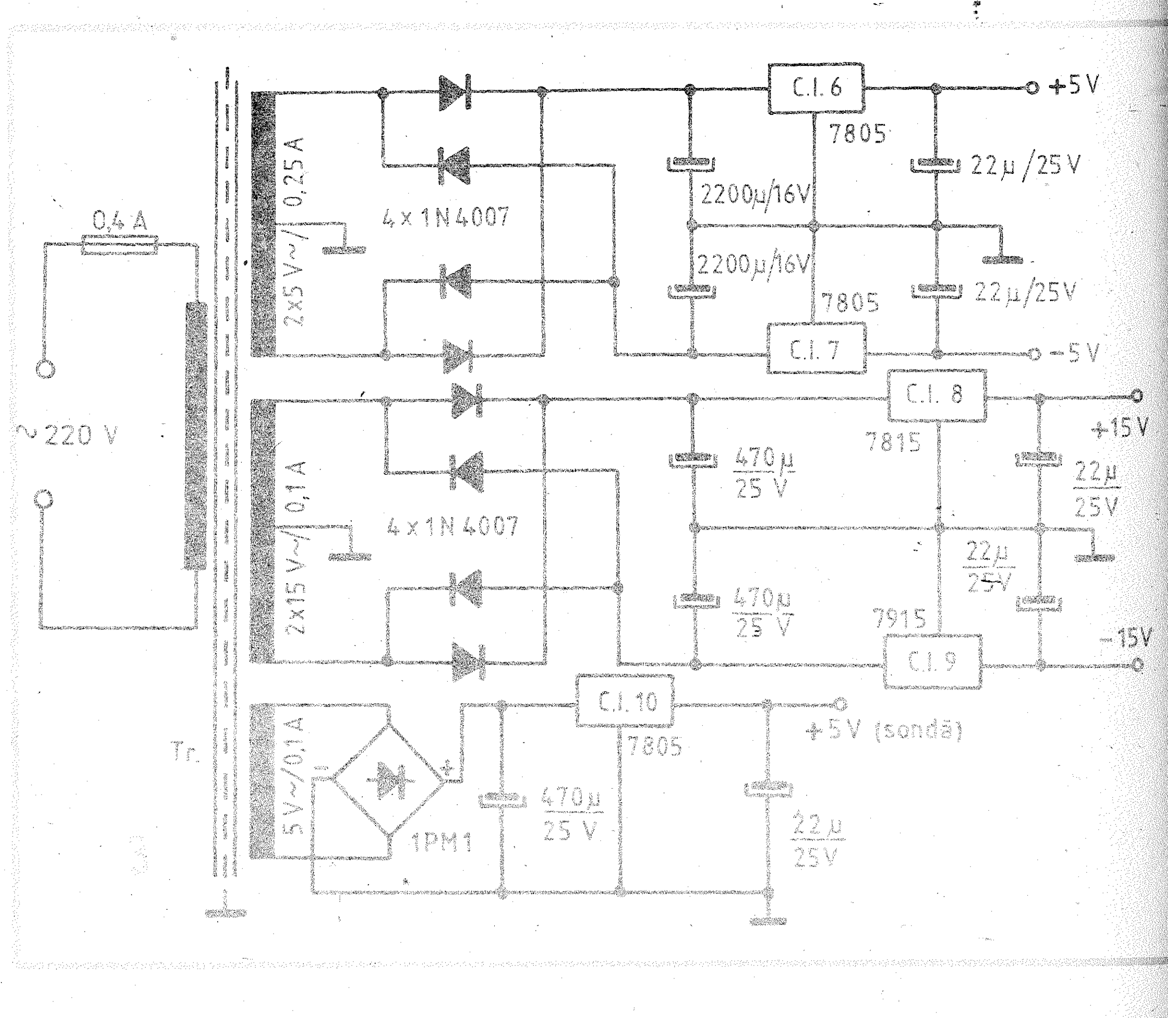
Pentru rigidizarea legăturilor, senzorul cu firele și o mică porțiune de cablu se înglobează într-o rășină epoxidică ce se toarnă într-o formă cilindrică. Este importantă poziționarea senzorului în carcasa de rășină, anume paralelă și la distanțe egale față de suprafețele circulare. După întărirea rășinii, forma de turnare se îndepărtează, iar carcasa se marchează cu vopsea pe una din fețele circulare, pentru a permite determinarea sensului cîmpului magnetic.

Construcția sondei de temperatură

Sonda de temperatura se obține prin „încapsularea" diodei-traductor într-un tub metalic (rezervă de pastă pentru pix), așa cum este arătat în figura 2. Închiderea tubului la un capăt se face cu o picătură de cositor. La celălalt capăt, pe unde iese firul ecranat, se aplică un manșon de rășină epoxidică pentru etanșare.

Prezența vaselinei siliconice (recuperată de la un tranzistor de putere defect) în spațiul dintre diodă și tubul metalic favorizează schimbul de căldură și micșorează inerția termică a sondei.





Reglajul blocului de măsurare a inducției magnetice

Se scurtcircuitează la masă intrările neinversoare (pinii 3) ai circuitelor CI1 și CI2. Se reglează P1 și P2 astfel încît la ieșirile lui CI1, respectiv CI2, să obținem 0,0 mV.

Se înlătură scurtcircuitul și fără cîmp magnetic aplicat pe traductor, se reglează P3 pînă la obținerea unei tensiuni nule la ieșirea lui CI3.

Se aplică un cîmp magnetic cu inducția cunoscută prin măsurare cu un instrument considerat etalon (cca 1 000 mT) și se reglează P4 pînă la obținerea aceleiași valori pe instrumentul nostru. Temperatura la care se face etalonarea va fi cea la care se lucrează de regulă (25°C, de exemplu).

Reglajul blocului de măsurare a temperaturii

Se introduce sonda de temperatură într-un vas cu apă și gheață mărunțită (0°C). După circa 10 minute, timp necesar realizării echilibrului termic, se reglează P6 pînă se obține valoarea 0,0 mV la ieșirea lui CI4.

Se introduce sonda într-un vas cu apă care fierbe la presiune atmosferică normală (100°C). După cîteva minute se reglează P5 pînă la obținerea tensiunii de 1 000 mV la ieșirea lui CI4.

Reglajul voltmetrului digital

Cu o tensiune de 1 000 mV aplicată la intrare (pe comutatorul K1.1), se reglează P8 pînă la obținerea inducției 1 000 pe afișaj.

Se inversează sensul tensiunii de la intrare și se verifică simetria inducției (−1 000 mV). Asimetrii pot proveni de la utilizarea unor condensatoare cu pierderi în circuitele aferente lui CI5.

Sursele de alimentare experimentate de autori au fost realizate după schema din figura 3. Se remarcă folosirea unor stabilizatoare integrate ce conferă o bună stabilitate în funcționarea montajului.

Precizăm că la măsurarea inducției magnetice liniile de cîmp trebuie să fie perpendiculare pe suprafața senzorului pentru a obține o inducție maximă.

Caracteristici tehnice

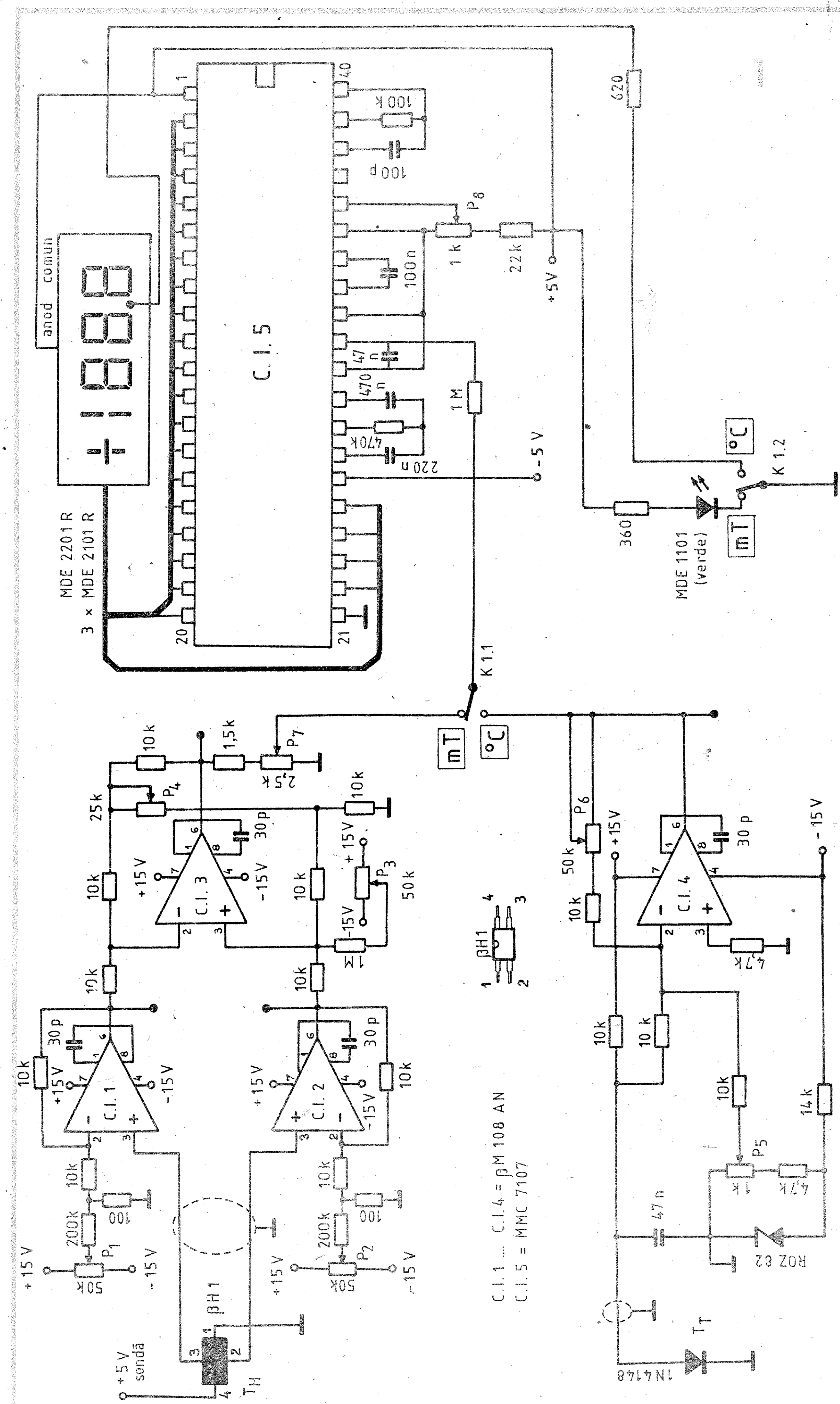
Domeniul de măsurare a inducției cîmpului magnetic continuu:
— 1 000 mT...+1 000 mT, cu o precizie de ±0,5%

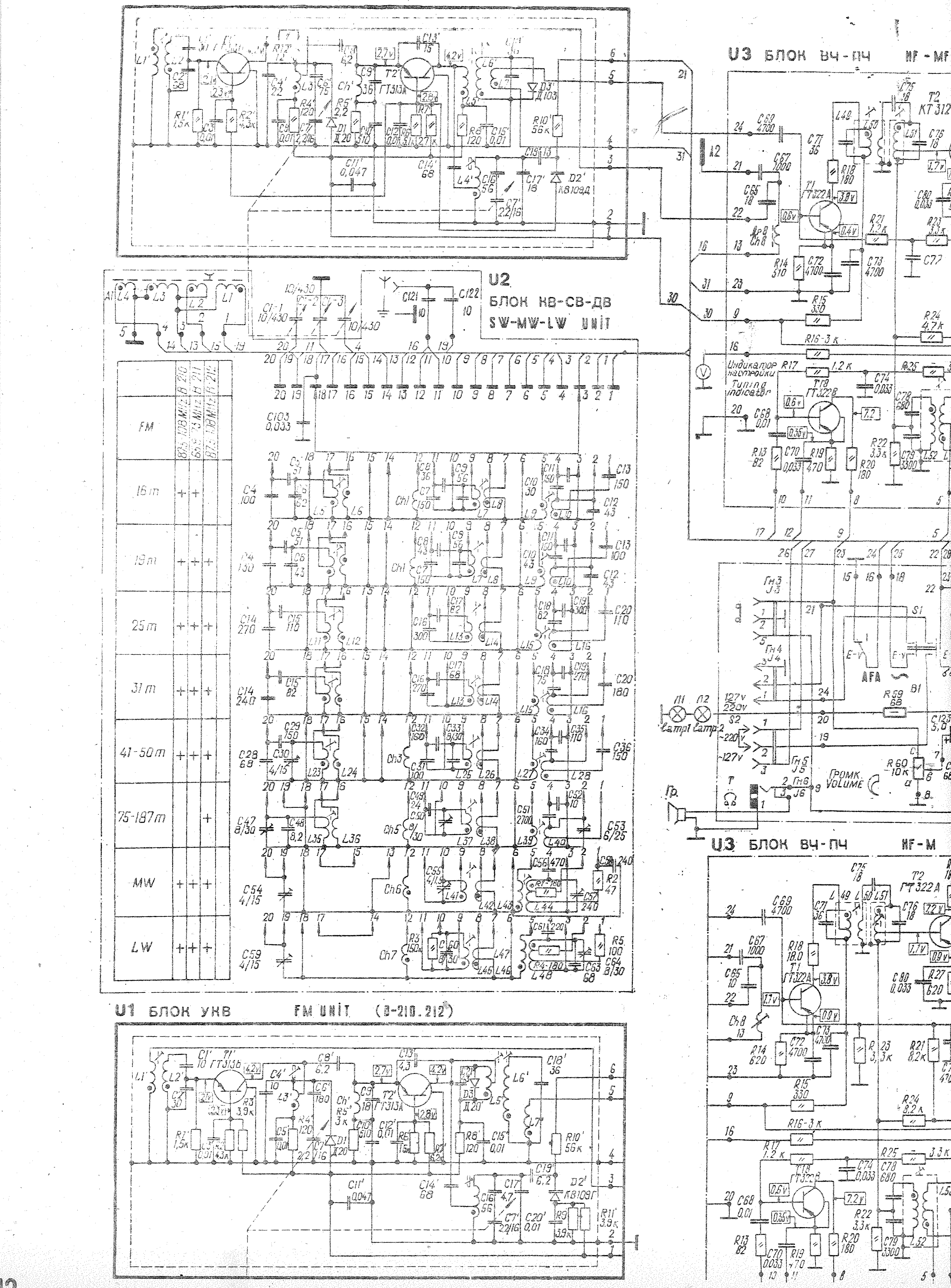
Domeniul de măsurare a temperaturii:
−10°C...+100°C, cu o precizie de ±0,5%

Temperatura ambiantă a aparatului: +10...40°C.

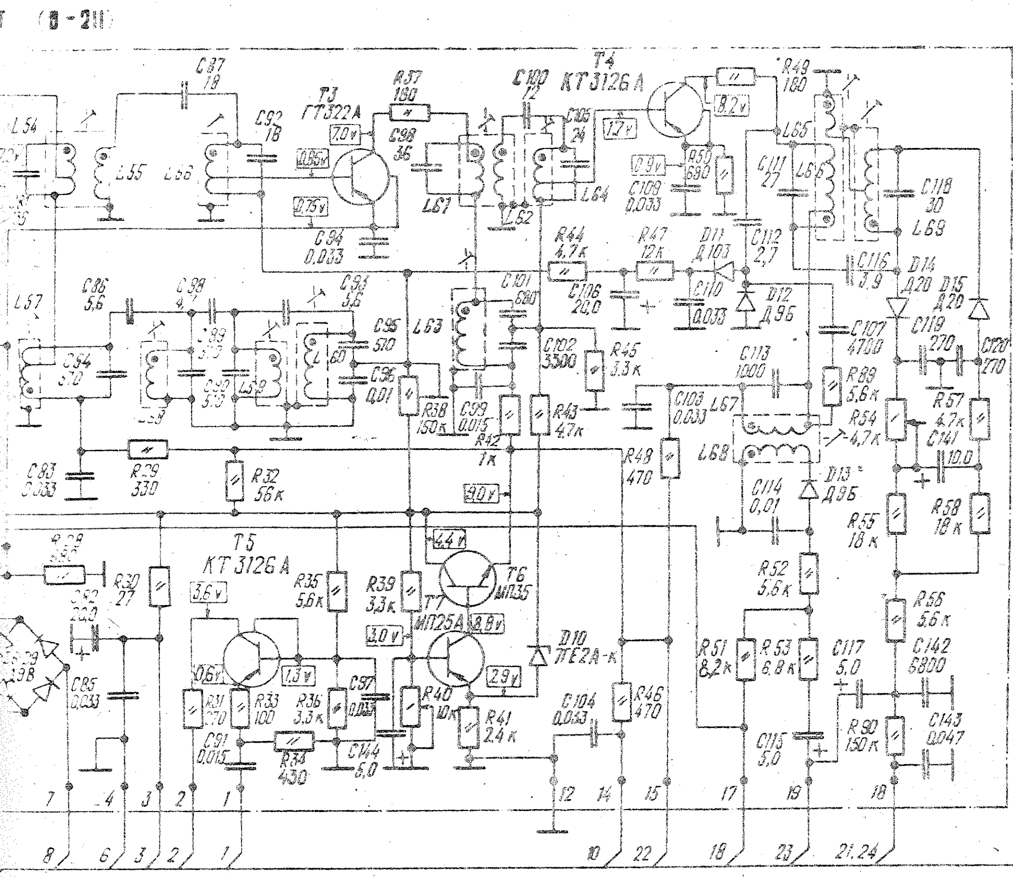
În cazul efectuării măsurătorilor magnetice la o altă temperatură a sondei decît cea pentru care s-a făcut etalonarea (25°C), valorile citite trebuie înmulțite cu un factor de corecție care este dat în tabelul alăturat. Precizia determinărilor devine ±2%.

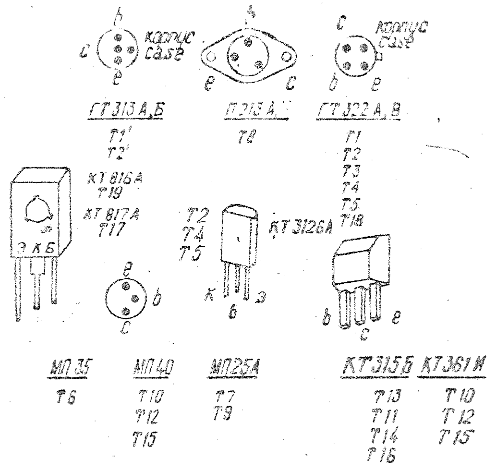
Temperatura (°C)	Factorul de corecție	Temperatura (°C)	Factorul de corecție
−10	x0,87	60	x1,11
0	x0,91	70	x1,14
10	x,95	80	x1,17
25	x1	90	x1,19
40	x1,05	100	x1,21
50	x1,08		



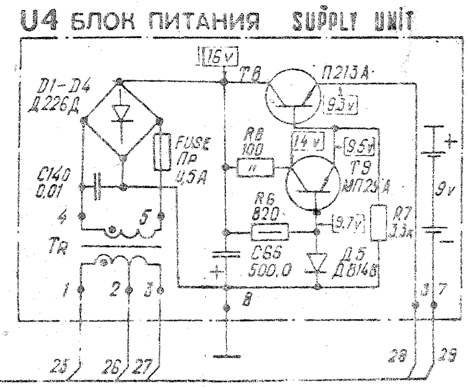


	B 210	B 211	B 212	
FM	87,5-108 MHz	65,8-73 MHz	87,5-108 MHz	
16 m	+	+		
19 m	+	+	+	
25 m	+	+	+	
31 m	+	+	+	
41-50 m	+	+	+	
75-187 m			+	
MW	+	+	+	
LW	+	+	+	

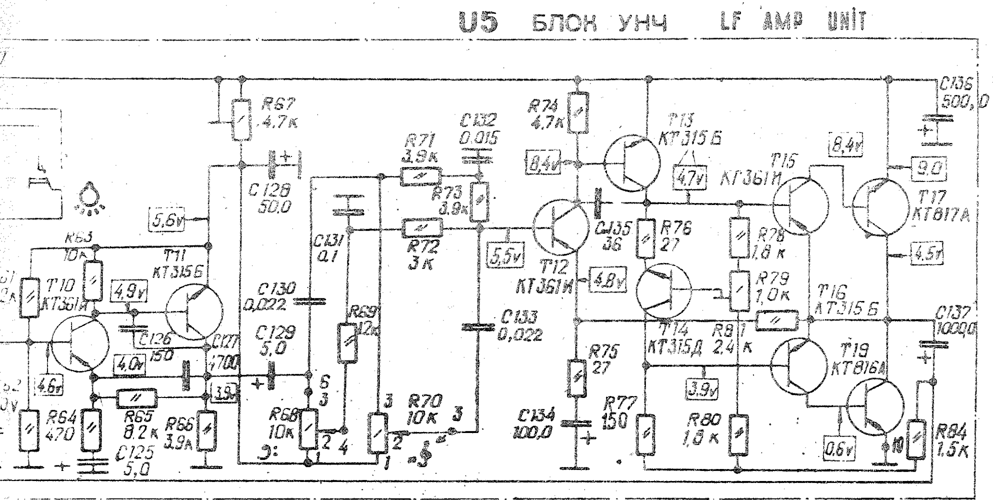


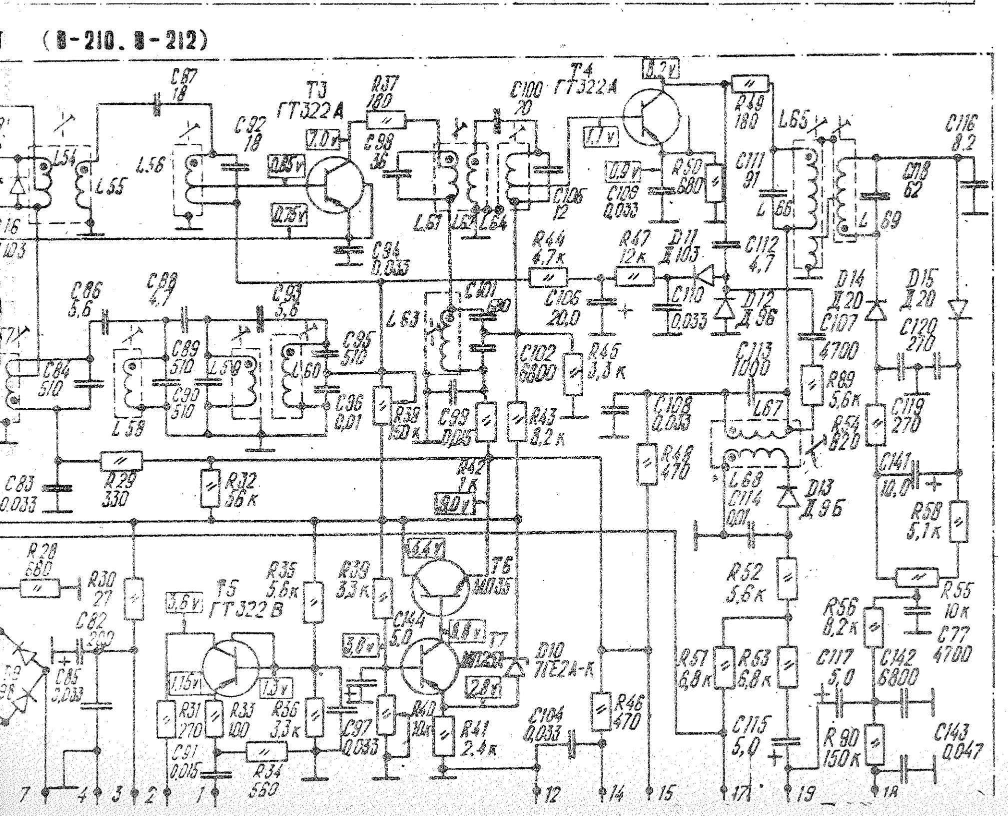


U4 БЛОК ПИТАНИЯ SUPPLY UNIT



U5 БЛОК УНЧ LF AMP UNIT





Publicăm schema electrică a radioreceptorului „Selena" la cererea unui mare număr de cititori, depanatori profesioniști sau amatori.

După cum reiese din schemă, acest receptor lucrează pe 8 game de undă, și anume UL, UM, UUS (norma OIRT), respectiv US, împărțită în 5 zone.

Statistic, defecțiunile acestui aparat apar la comutatorul de game, sistemul de alimentare și amplificatorul final audio.

La comutatorul de game, care este de tip rotactor, se oxidează contactele, situație care se traduce, practic, prin întreruperi totale în funcționare sau instabilitate pe anumite game.

Același fenomen de oxidare se întîlnește și la alte comutatoare din aparat. Remedierea defectului este clasic; se curăță contactele cu spirt sau altă soluție, eventual cu un spray adecvat. Clasic rămîne ștergerea contactelor cu o bucățică de vată înmuiată în spirt.

Sistemul de alimentare al radioreceptorului „Selena" prevede utilizarea bateriilor (9 V) sau a rețelei electrice.

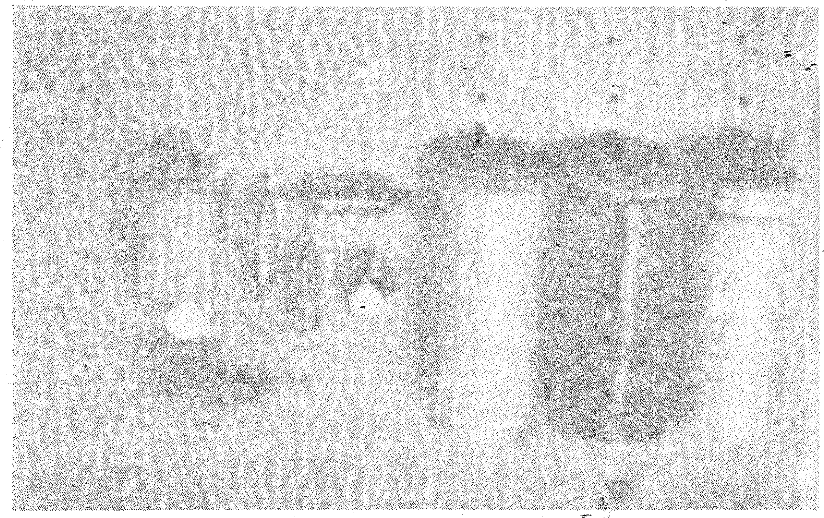
Cînd se utilizează baterii, trebuie șterse bine contactele din aparat și verificat dacă din baterii nu se scurge o anumită substanță. Bateriile defecte se vor elimina.

Alimentarea de la rețea este asigurată de un redresor și un stabilizator electronic. La ieșirea stabilizatorului se obțin 9,3 V. Stabilizatorul nefiind protejat, un scurtcircuit accidental poate deteriora tranzistorul serie T8 de tip P213 care se poate inlocui cu un tranzistor ASZ15—17.

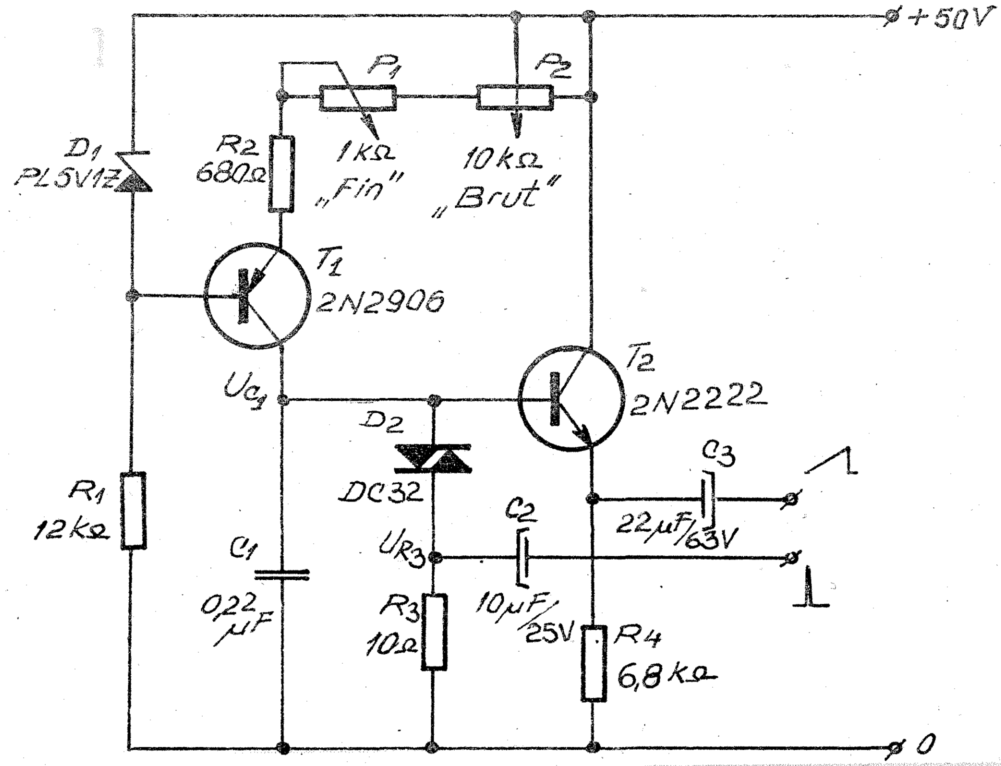
În ceea ce privește etajul final, aici deteriorarea tranzistoarelor impune înlocuirea lor cu construcția unui nou etaj cu un TBA810.

Preluarea de semnal pentru înregistrări magnetice se face de la condensatorul C129 punctul 6, dar tot printr-un condensator de separare (5μF/16 V).

GENERATOR DE SEMNAL ÎN „DINTE DE FERĂSTRĂU"



1



Un oscilator de relaxare cu un diac poate fi util în construcția unui generator de tensiune liniar variabilă. Generatorul, la rîndul său, se poate folosi cu succes la realizarea unui vobulator la care trebuie să concureze un oscilator de radiofrecvență comandat în tensiune, o sondă detectoare, un osciloscop cu baza de timp ce lucrează declanșat și, evident, circuitul măsurat. Un astfel de complet tehnic este deosebit de util radioelectronistului constructor sau depanator, la măsurarea sau corectarea circuitelor rezonante LC, a filtrelor de toate categoriile, utilizate în echipamentele de radioemisie sau radiorecepție uzuale.

În cele ce urmează se va descrie funcționarea unei scheme de generator de tensiune liniar variabilă, în „dinte de ferăstrău", ce ar putea fi inclus într-un astfel de complet, mai ales dacă osciloscopul cu care se operează nu are prevăzută o ieșire de semnal de la plăcile de deflexie orizontală.

Elementul principal al montajului îl constituie un diac (în speță fiind vorba de un diac tip DC32). Acesta descarcă periodic și într-un interval de timp foarte scurt un condensator (în figura 1, condensatorul C1). Condensatorul C1, la rîndul său, este încărcat în „pauza" dintre două descărcări, de către un generator de curent constant, realizat cu tranzistorul T1, dioda Zener D1 alimentată prin R1, la care se adaugă și grupul de potențiometre P1, P2 și rezistența R2. Generatorul de curent face ca tensiunea la bornele condensatorului să urmărească o pantă liniară ca în figura 2 a.

Descărcarea elementului capacitiv C1 se face prin diac și rezistența R3 la masă. Momentul începerii descărcării este dictat de depășirea pragului de tensiune de la care are loc conducția diacului.

Separarea între sursa de semnal și sarcină se face prin intermediul tranzistorului T2, montat ca repetor pe emitor, ceea ce asigură nealterată liniaritatea tensiunii la bornele condensatorului și implicit și la ieșire.

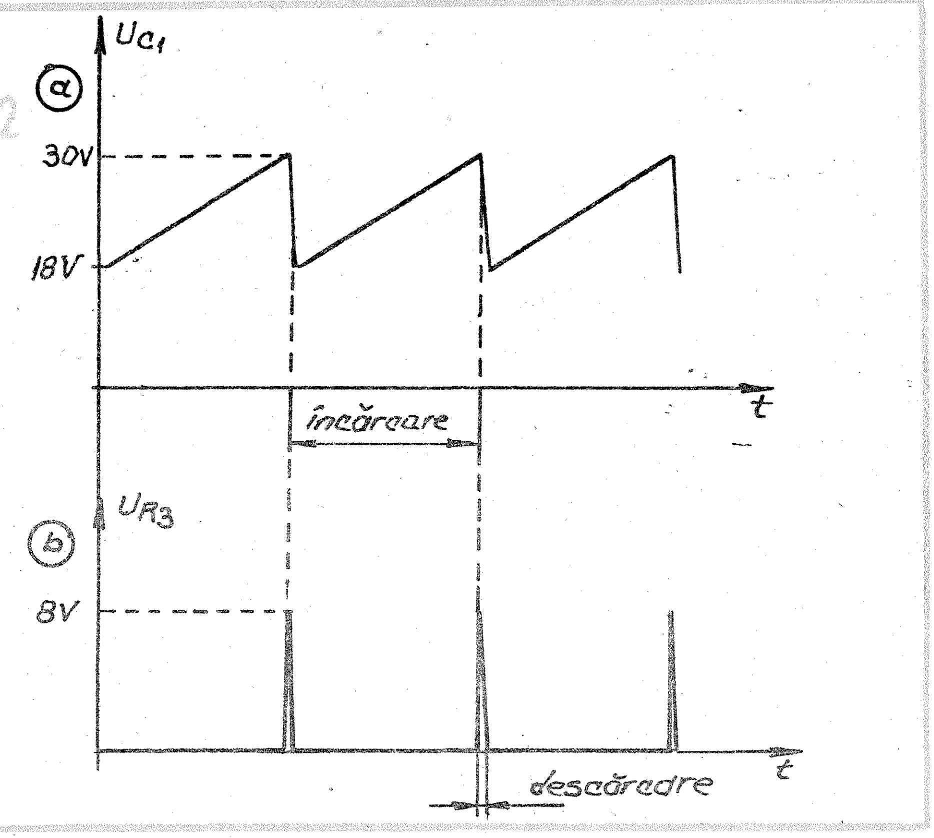
Impulsul de descărcare prin rezistența R3 are o amplitudine relativ mare, este foarte ascuțit ca formă și de durată neglijabilă în raport cu perioada semnalului în „dinte de ferăstrău". Acest impuls poate fi folosit la comanda declanșării baleierii pe orizontală a spotului osciloscopului utilizat ca vobuloscop.

Cu valorile elementelor din schema de principiu s-au determinat următorii parametri care, o parte dintre ei, sînt explicitați și în figura 2 a și 2 b:

— durata minimă a pantei: 300 μs (fig. 2 a);
— durata maximă a pantei: 3,8 ms (fig. 2 a);
— amplitudinea pantei: 12 V (fig. 2 a);
— durata impulsului de descărcare a condensatorului: 4 μs (fig. 2 b);
— amplitudinea impulsului de descărcare: 8 V (fig. 2 b).

Potențiometrele P1 și P2 au rolul de a regla „Fin", respectiv „Brut", frecvența de repetiție a semnalului în „dinte de ferăstrău", corelîndu-l comod în acest fel cu frecvența de baleiere pe orizontală a spotului vobuloscopului.

2



TESTER

De multe ori, constructorul amator este pus în situația de a deține unele tranzistoare mai puțin uzuale sau cu marcajul șters și pentru care nu deține date de catalog. Cu ajutorul unui ohmmetru se poate determina ușor baza, colectorul și emitorul unui astfel de dispozitiv. Sînt unele aparate de măsură care au și un betametru cu ajutorul căruia se măsoară factorul de amplificare în curent. Dar cele mai multe nu pot „spune" nimic despre tensiunea de străpungere U_{CEO} a tranzistorului testat.

Montajul prezentat în continuare rezolvă această ultimă problemă cu un număr mic de componente. Cu un asemenea tester se pot sorta, eventual, tranzistoarele de un anumit tip în funcție de tensiunea lor de străpungere.

Așa cum se observă, circuitul integrat 741 împreună cu tranzistorul T2 formează un amplificator neinversor. Pe intrarea inversoare a amplificatorului operațional este aplicată o tensiune preluată prin divizorul rezistiv R1, R2, din tensiunea de alimentare de +12 V. Tranzistorul T2 are doar rolul de a mări excursia generală a tensiunii de ieșire a amplificatorului neinversor compus.

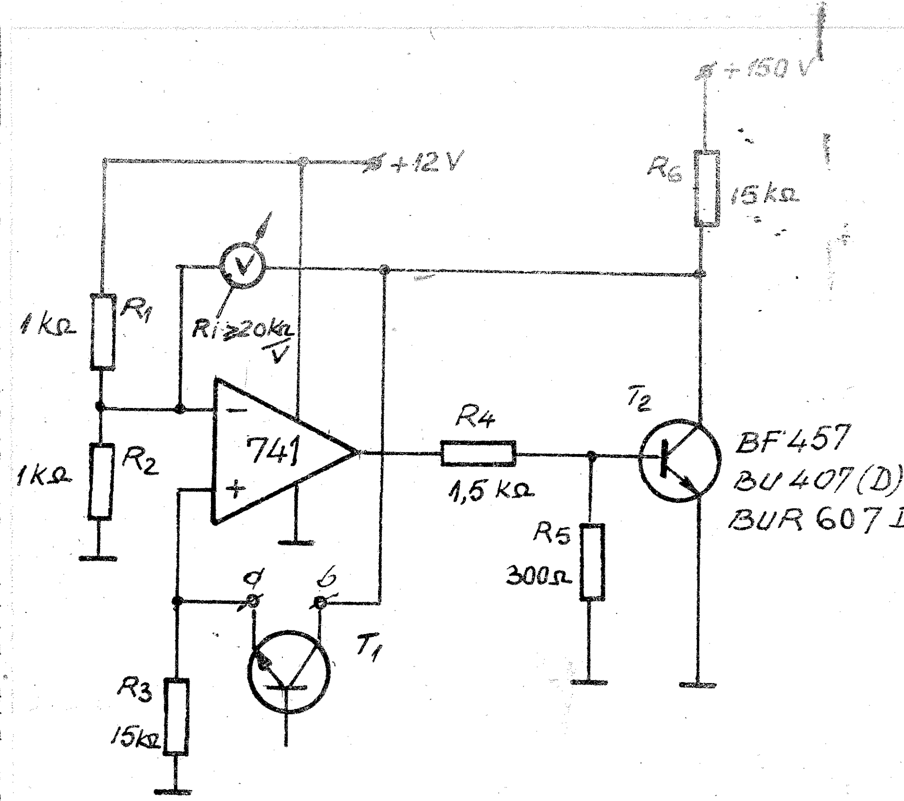
În bucla de reacție negativă se va monta tranzistorul de testare care, pînă la depășirea tensiunii de străpungere proprie, va prezenta o rezistență echivalentă foarte mare, de ordinul megaohmilor. Astfel, amplificarea globală este mare, iar potențialul colectorului tranzistorului T2 tinde să urce spre tensiunea de alimentare de +150 V. Acesta se limitează numai în momentul apariției fenomenului de străpungere (cu condiția ca U_{CEO} a tranzistorului T2 să fie mică de 150 V!).

Rezistențele R3 și R6 au rolul de a limita curentul prin T1 la o valoare nedistructivă pentru tranzistorul testat.

Divizorul R4 și R5 menține potențialul bazei tranzistorului T2 la o valoare sub 0,5 V, în cazul în care ieșirea operaționalului cade la valoarea sa minimă (aproximativ 2 V).

Tot cu acest tester se pot măsura și tranzistoarele de tip pnp, cu condiția de a monta colectorul în borna „a" și emitorul în borna „b".

Tranzistorul T2 se recomandă a fi cu U_{CEO} mai mare decît tensiunea de +150 V.



Pagini realizate de ing. MIHAI CODÂRNAI

MICRO-Tx

Cu un tranzistor cu efect de cîmp (TEC) și un altul bipolar obișnuit se poate realiza un microemițător modulat în frecvență (figura 1). Raza de acțiune este redusă, de maximum 50 m. El poate fi utilizat în interiorul apartamentelor sau încăperi alăturate cu o antenă de numai 10—15 cm, recepția făcîndu-se cu un receptor uzual pe unde ultrascurte (fie în banda 64 MHz—73 MHz OIRT, fie în banda 88 MHz—108 MHz CCIR). Cu două emițătoare de acest fel și două radioreceptoare de UUS (tip „Gloria", de exemplu) se vor realiza comod comunicații pe distanțe mici (figura 2).

Tranzistorul T1 este de tip BC107—109, BC171—173, iar T2 este BFW10 sau BFW11. În locul diodelor BB139 se poate utiliza BB104, un dispozitiv ce conține două diode varicap. Conexiunile acestui dispozitiv sînt prezentate în figura 3.

Pentru banda 64—73 MHz, bobina L1 se construiește în aer, pe un dorn de 4—6 mm, din sîrmă de CuEm ∅ 0,8 mm, cu priză la două spire de la capătul „rece" (R8—C7). Pasul de bobinare este de aproximativ 2 mm. L2 are două spire din aceeași sîrmă, bobinată în aceleași condiții. Distanța între cele două bobine este de 2 mm, conform figurii 4.

Pentru banda 88—108 MHz, L1 are trei spire, iar L2 o spiră, bobinate identic ca mai sus.

Șocul de radiofrecvență (SRF) are 25—30 de spire din sîrmă de CuEm ∅ 0,15—0,2 mm, pe o bară de ferită de 1—2 mm diametru.

În construcția oscilatorului s-a preferat utilizarea unui TEC față de un tranzistor bipolar, pentru a avea o derivă redusă a frecvenței purtătoare, datorată variațiilor de temperatură.

Se recomandă în mod expres ca tensiunea de alimentare să fie foarte bine stabilizată și filtrată la o valoare fixată între 12 V și 24 V.

Reglajul microemițătorului se face în modul următor:

— se măsoară tensiunea continuă față de masă în emitorul tranzistorului T1; ea trebuie să fie între limitele de 0,6 V pînă la 1,5 V (pentru o tensiune de alimentare între 12 V și 24 V); dacă nu se obține de la început această diferență de potențial, se va tatona valoarea rezistenței R1 pînă la realizarea acestui deziderat;

— oscilatorul trebuie să funcționeze de la prima punere sub tensiune (dacă este executat corect); acordul în banda dorită se va face cu ajutorul unui receptor de UUS—MF, în două etape: prima etapă constă în acordarea brută, prin apropierea sau depărtarea spirelor bobinei L1, cu potențiometrul P2 în poziție mediană, pînă cînd în receptor va dispărea zgomotul caracteristic demodulării MF (bineînțeles, dacă receptorul nu este prevăzut cu sistem „muting"); în a doua etapă se face „tragerea" spre una din extremitățile benzii cu potențiometrul P2, acolo unde nu sînt posturi de radiodifuziune a căror recepționare ar putea fi perturbată local de microemițător;

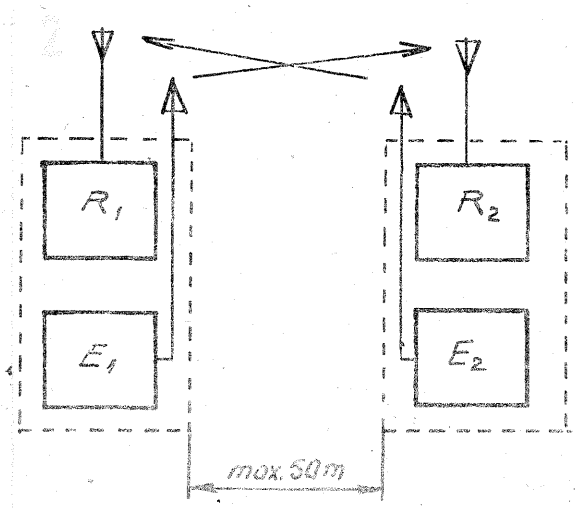
— din potențiometrul P1 se reglează gradul de modulație în frecvență a oscilatorului de așa natură încît la recepție semnalul să fie cît mai puternic, dar nedistorsionat.

La realizarea microemițătorului se recomandă ca partea de audiofrecvență și cea de radiofrecvență să fie construite separat, în două compartimente ale unei cutii din tablă de fier cositorit sau din sticlotextolit.

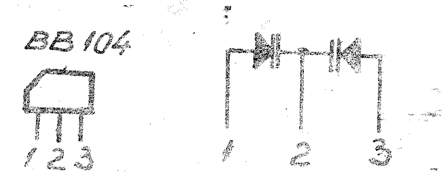
Pentru evitarea unui posibil cuplaj nedorit între grupul L1—L2 și șocul de radiofrecvență, axa acestei ultime bobine va trebui să fie perpendiculară pe axa grupului mai sus menționat.

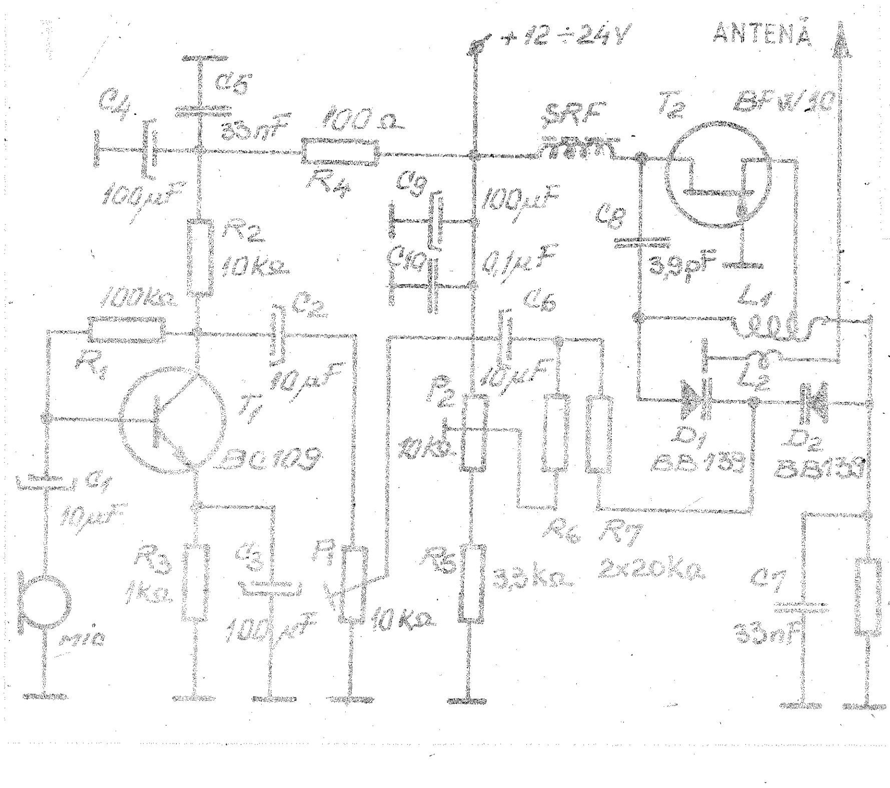
Se va utiliza un microfon magnetodinamic obișnuit sau, în cel mai defavorabil caz, în locul lui, un difuzor de dimensiuni reduse.

2

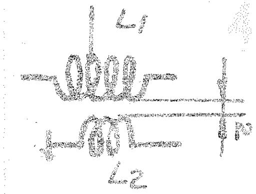


3





4



SINTETIZOARE DE SUNET

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU, YO3FVR

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Codorul realizează o compresie a semnalelor analogice eșantionate, pe care apoi le digitalizează. Spre deosebire de procesoarele parametrice în care codorul și decodorul au structuri diferite, aici cele două structuri sînt asemănătoare. Sistemele de codare a formei de undă sînt total dependente de vorbirea naturală. Viteza datelor la aceste procesoare variază între 16 și 32 kbiți/secundă; există însă și alte metode de compresie extensivă a formei de undă, care apelează la algoritmi sofisticați, ajungînd la viteze de 2 400 biți/s. Debutul acestor codecuri, mai precis al celor care funcționează pe principiul modulației delta, l-a constituit includerea lor în sistemele de transmisiuni ale vorbirii din cadrul navetelor spațiale NASA, în urmă cu aproximativ 15 ani. Codecurile care funcționează pe principiul modulației deltaadaptive, cu cuantizare de un bit, prezintă interes și pentru amatori datorită unor avantaje evidente concretizate în primul rînd prin simplitate și versatilitate. Trebuie precizat însă că aceste codecuri nu realizează o compresie semnificativă, operînd la viteze relativ mari (16...32 kbiți/s) din cauza supraeșantionării impuse de cuantizarea de un bit. Cu un asemenea sistem de codare, asociat unui DRAM de 256 kb, este posibilă stocarea a 20...30 de cuvinte. Folosind DRAM-ul în regim de recirculare, se obține o buclă audio digitală, care, deși funcționează ca o buclă de bandă magnetică, nu se uzează, pentru că nu are nici o piesă mecanică în mișcare. În fața unui asemenea magnetofon, sau, mai corect spus, digifon, putem afirma cu convingere, parafrazînd: și totuși... nu se-nvîrtește!

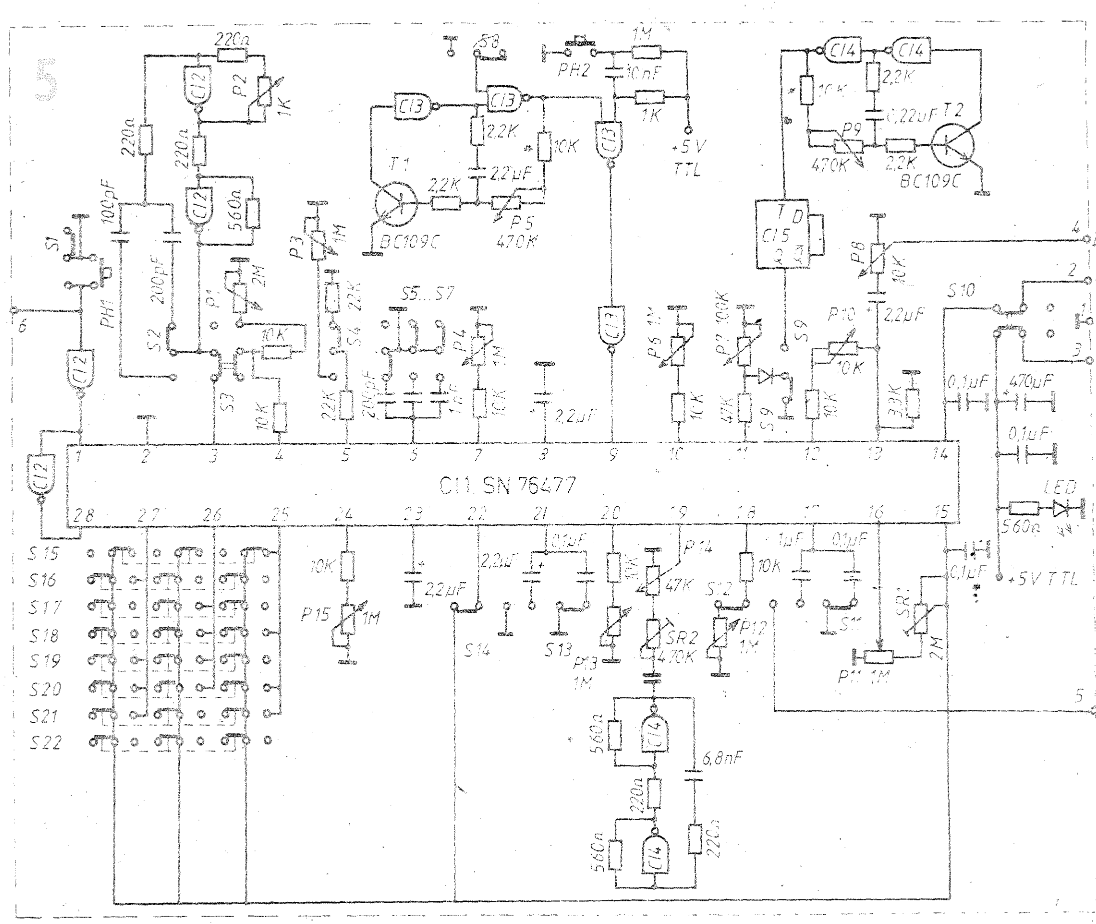
Nu ne îndoim că radioamatorii au întrevăzut deja posibilitatea folosirii unei asemenea bucle audio digitale, pentru lansarea automată a apelului general în PHONE, așa cum o fac de mai mult timp în CW. Rămîne de văzut dacă evitarea unei eventuale oboseli... vocale merită investiția într-un robot de vorbire („papagal" digital).

Din cele arătate anterior rezultă că, în procesul de sinteză, vorbirea naturală poate fi implicată direct sau poate lipsi total. În primul caz se vorbește de sinteză copie, iar în celălalt caz de sinteză reală. Această precizare se impune, cele două tehnici fiind total diferite și implicit caracteristicile celor două tipuri de vorbire obținută. Un sistem care lucrează pe principiul sintezei copie are un vocabular specializat și limitat. Limitarea se extinde și la faptul că mesajele se obțin numai într-o anumită limbă, iar caracteristicile vocalice, extravocalice și prozodice sînt fixe. Această limitare trebuie înțeleasă numai ca o adaptare eficientă la o aplicație practică precisă. Așa, de exemplu, sintetizoarele specializate pentru anunțarea verbală a orei exacte produse de firma ITT INTERMETALL, sub denumirea de UAA1003, sînt codificate suplimentar după cum urmează:

— UAA1003-1 pentru limba germană;

— UAA1003-2 pentru limba franceză;

— UAA1003-3 pentru limba engleză.



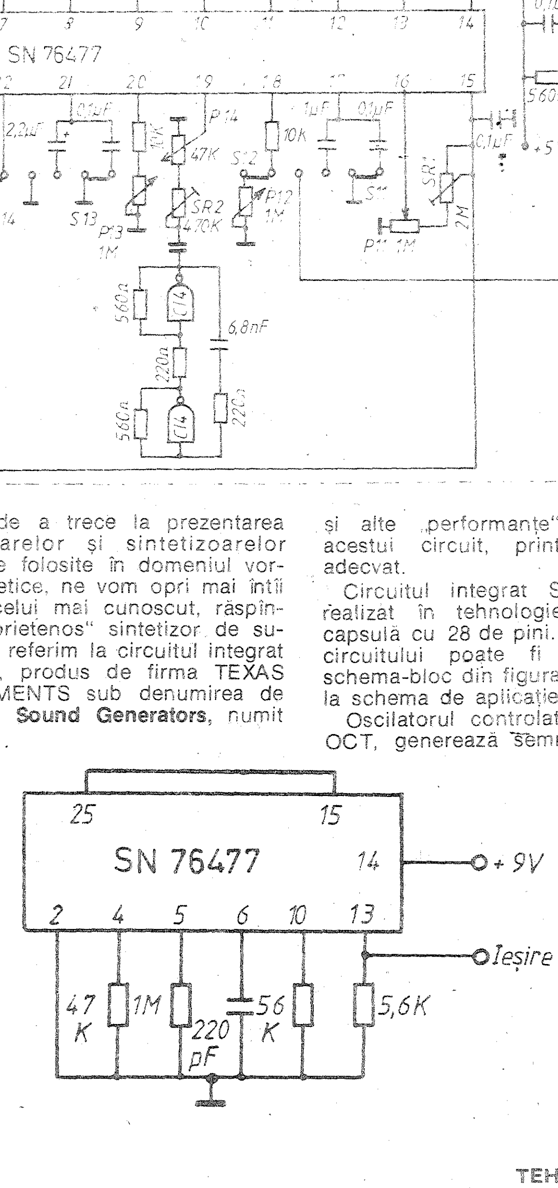
Limitările arătate mai sus derivă din faptul că semnalele vorbirii naturale, după ce au fost codate și digitalizate, sînt stocate în ROM-uri. Sistemele care lucrează pe principiul sintezei reale au vocabular nelimitat. Așa se explică folosirea acestora, de exemplu, în translatoare text-vorbire, unde vocabularul este departe de a fi limitat. Am făcut toate aceste precizări pentru o delimitare strictă a celor două tipuri de vorbire sintetică și implicit a caracteristicilor specifice acestora. După părerea noastră, calificativul de vorbire sintetică poate fi atribuit cu precădere numai vorbirii produse de un sintetizor de tipul simulatorului de funcții ale aparatului de producere a vocii și vorbirii umane. În cazul în care controlul unui asemenea sintetizor nu se face prin intermediul vorbirii umane, se obține vorbire pur sintetică, aceasta putînd fi calificată suplimentar ca vorbire electronică. Am insistat asupra acestor aspecte deoarece, uneori, printr-o extrapolare terminologică nejustificată, se atribuie calificativul de vorbire sintetică pînă și vorbirii înregistrate pe bandă magnetică și disc, transmisă pe cale telefonică obișnuită și chiar vorbirii redate printr-un banal amplificator de audiofrecvență! Sîntem de acord că în aceste cazuri au loc limitări (dorite sau nedorite) ale benzii de frecvență și dinamicii semnalelor vorbirii, dar gradul de reducere a redundanței este total nesemnificativ, ceea ce ne pune în situația de a nu putea vorbi de o compresie reală și cu atît mai puțin de sinteză.

Încheiem această prezentare generală, semnalînd și rezultatele experimentelor noastre în domeniul vorbirii electronice, prezentate pentru prima dată în țara noastră, cu prilejul demonstrațiilor publice făcute în cadrul Academiei Române, în perioada 1969—1975, cu seria de sintetizoare analogice VOXART, de concepție proprie. Cu aceste ocazii, pe lîngă multe alte exemple sonore de vorbire sintetică referitoare la tipul vocii vorbite și cîntate, la timbruri vocalice și extravocalice, la modele prozodice etc., a fost redată, prin vorbire pur sintetică, electronică, cunoscuta poezie eminesciană „La steaua". În domeniul codării digitale, deși preocupările noastre sînt mai vechi, primele rezultate demne de a fi supuse atenției au fost prezentate în 1989.

Circuite integrate specializate. Înainte de a trece la prezentarea procesoarelor și sintetizoarelor complexe folosite în domeniul vorbirii sintetice, ne vom opri mai întîi asupra celui mai cunoscut, răspîndit și „prietenos" sintetizor de sunete. Ne referim la circuitul integrat SN76477, produs de firma TEXAS INSTRUMENTS sub denumirea de **Complex Sound Generators**, numit de alții și sintetizor sau imitator de sunete. Acest circuit integrat este destinat domeniului electronicii distractive, constituind însă și un excelent mijloc de inițiere în sinteza sunetelor. Circuitul poate produce „modele sonore" necesare jocurilor electronice sau altor aplicații. Printr-o simplă „programare" analogică, circuitul poate genera cele mai diferite sunete și/sau zgomote, asemănătoare celor produse de sirene, locomotive cu aburi, avioane, bărci cu motor, gong, vînt, valuri, arme de diferite feluri, triluri de păsări etc. Circuitul mai poate fi folosit și ca miniorgă electronică sau ca generator de sonorități tip „războiul stelelor". Sînt de așteptat și alte „performanțe" sonore ale acestui circuit, printr-un control adecvat.

Circuitul integrat SN76477 este realizat în tehnologie I2L, într-o capsulă cu 28 de pini. Funcționarea circuitului poate fi urmărită pe schema-bloc din figura 4, cu referiri la schema de aplicație din figura 5.

Oscilatorul controlat în tensiune, OCT, generează semnal cu formă



6

de undă dreptunghiulară. Frecvența și factorul de umplere al acestor semnale dreptunghiulare se reglează prin intermediul unor elemente RC, conectate la pinii de control 16, 17, 18, 19. Frecvența generată de OCT poate fi modificată brut, schimbînd capacitatea cuplată între pinul 17 și masă, prin intermediul comutatorului S11. Variația continuă a frecvenței se asigură prin schimbarea tensiunii aplicate pinului 16 sau prin schimbarea rezistenței între pinul 18 și masă, cu ajutorul potențiometrelor P11, respectiv P12. Potențiometrul P14, conectat în circuitul pinului 19, reglează factorul de umplere al semnalului dreptunghiular.

Generatorul de frecvență foarte joasă, GFFJ, produce un semnal cu frecvență infraacustică, cu formă de undă triunghiulară. Elementele RC folosite pentru controlul acestui generator sînt conectate între pinii 20, 21 și masă. Capacitatea selectată prin comutatorul S13 modifică brut frecvența acestui generator; variația continuă a frecvenței se obține prin modificarea rezistenței între pinul 20 și masă, prin intermediul potențiometrului P13. Semnalul provenit de la acest generator modulează frecvența generată de OCT într-un domeniu de baleiaj de 1:5; întreruperea procesului de modulație în frecvență se poate face prin intermediul comutatorului S14, conectat în circuitul pinului 22.

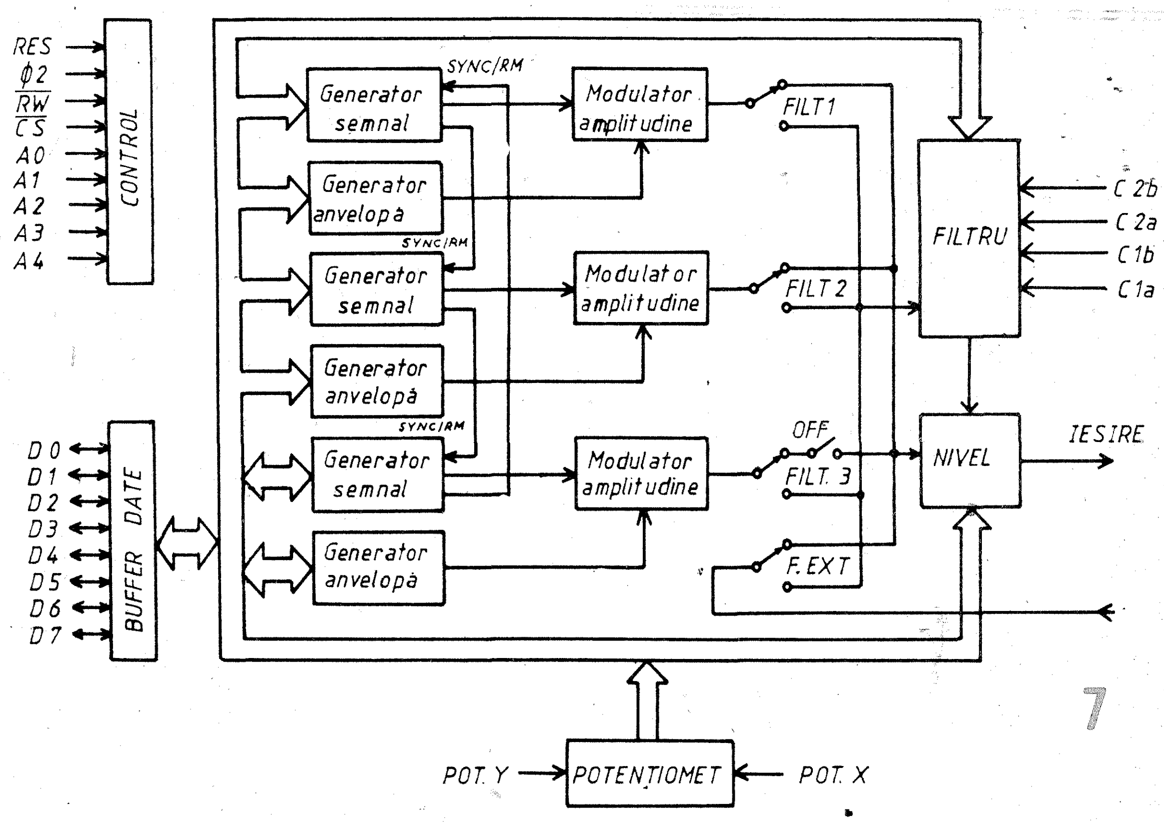
Generatorul digital de zgomot, GDZ, poate fi controlat prin pinii 3 și 4, corespunzători unui generator de tact încorporat, GT, fie prin intermediul unui generator de tact exterior. Frecvența generatorului de tact încorporat este controlată prin potențiometrul P1, iar frecvența generatorului exterior prin potențiometrul P2 și capacitățile introduse în circuit prin comutatorul S2. Generatorul exterior poate fi deconectat prin comutatorul S3.

Filtrul digital trece-bandă, FD, acționează asupra zgomotului și este controlat de elementele RC conectate în circuitul pinilor 5 și 6. Comutatoarele S5...S7 reglează banda de trecere a filtrului prin conectarea în circuit a unuia dintre cele trei condensatoare; reglarea fină a benzii de trecere a filtrului se face prin intermediul potențiometrului P3.

Circuitul de formare a anvelopei CFA este controlat prin intermediul elementelor conectate la pinii 1, 7, 8, 9, 10, 23, 24 și 28. Declanșarea atacului anvelopei este realizată prin porțile NAND CI2 conectate la pinii 1 și 28, controlate prin comutatorul S1 și push-ul (fără reținere) PH1. Timpul de atac este reglat prin potențiometrul P6, iar timpul de menținere prin potențiometrul P4. Aceste potențiometre, împreună cu condensatorul conectat la pinul 8, determină evoluția anvelopei. Există și posibilitatea declanșării formatorului de anvelopă prin impulsuri singulare sau ciclice, produse de generatorul suplimentar realizat cu CI3 și T1. Timpul de menținere a impulsului este reglat prin potențiometrul P15 și condensatorul conectat la pinul 23. Viteza de acționare a generatorului de declanșare este reglată prin potențiometrul P5, iar funcționarea sa poate fi întreruptă prin comutatorul S8. Impulsurile singulare se declanșează prin push-ul PH2.

Amplificatorul controlat în tensiune ACT se controlează prin intermediul elementelor conectate la pinii 11, 12 și 13. Datorită posibilității de control în tensiune al amplitudinii se poate obține efectul de tremolo. Potențiometrul P7 reglează profunzimea efectului, iar potențiometrul P9 frecvența generatorului de tremolo, realizat cu CI4, CI5 și T2. Potențiometrul P10 stabilește nivelul maxim al semnalului de ieșire, iar potențiometrul P8 reglează amplitudinea între valoarea maximă și zero.

Mixerul MIX asigură sumarea semnalelor cu forme de undă dife-



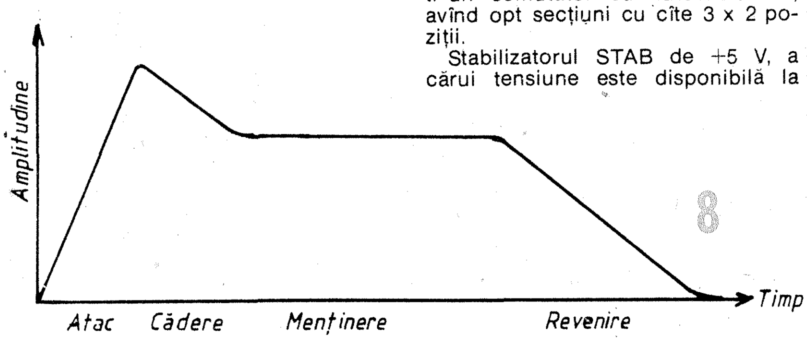
7

rite. El este controlat în circuitul pinilor 25, 26 și 27, cărora li se aplică o tensiune de +5 V prin comutatoarele S15...S22. Prin intermediul acestor comutatoare se selectează sursa de semnal, după cum urmează:

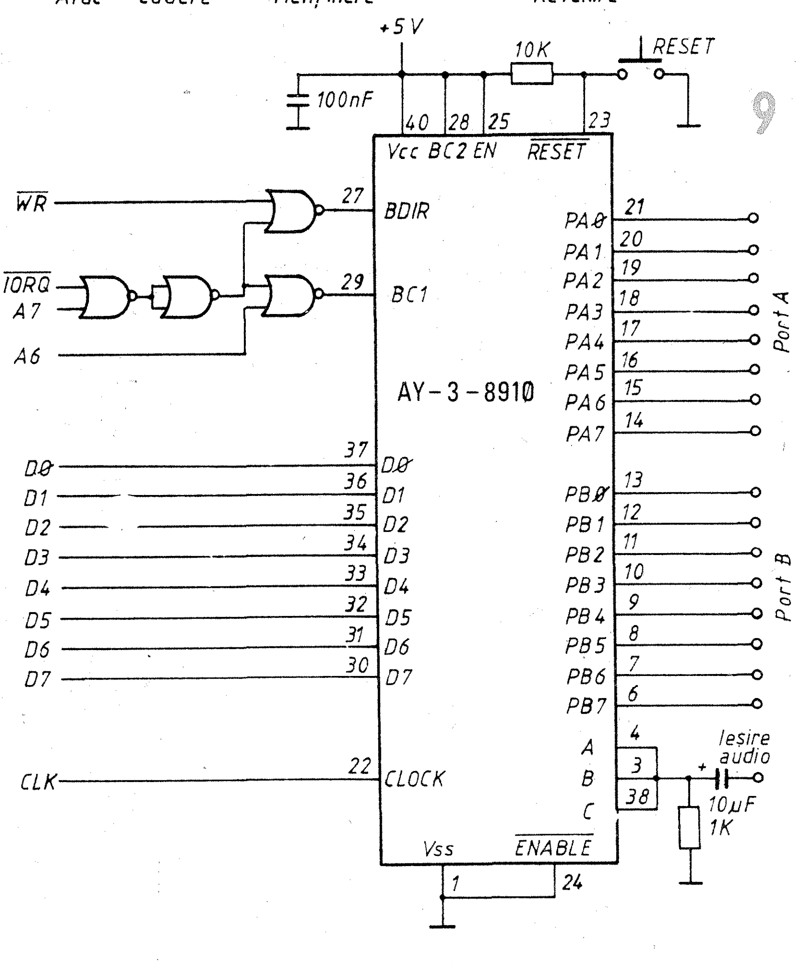
S15 — OCT;
S16 — GFFJ;
S17 — GDZ;
S18 — OCT și GDZ;
S19 — GFFJ și GDZ;
S20 — OCT, GFFJ și GDZ;
S21 — OCT și GFFJ;
S22 — deconectate.

Cele opt selectoare constau dintr-un comutator cu autoexcludere, avînd opt secțiuni cu cîte 3 x 2 poziții.

Stabilizatorul STAB de +5 V, a cărui tensiune este disponibilă la



8



9

pinul 15, asigură tensiunea de control și comutare pentru blocurile funcționale ale circuitului integrat.

Circuitul integrat SN76477 se alimentează cu o tensiune cuprinsă între 8 și 10 V, aplicată pinului 14; masa circuitului integrat este conectată la pinul 2. Curentul consumat este de cca 15 mA; se recomandă o limitare a acestuia la maximum 20 mA, pentru evitarea distrugerii circuitului integrat.

Există numeroase scheme simple cu CI-SN76477 care permit obținerea diferitelor modele sonore, dar o schemă completă, care oferă o infinitate de posibilități este prezentată în figura 5, propusă de G. Wodzinowski în „Radioelektronik". Referitor la această schemă, facem cîteva precizări. Înainte de folosire se reglează cursorul semireglabilului SR1, în așa fel încît tensiunea pe capătul cald al potențiometrului P11 să nu depășească 2,5 V. Apoi se tatonează rezistențele notate cu asterisc în așa fel încît cu potențiometrele P5 și P9 pe poziția de rezistență minimă, generatoarele să continue să oscileze. Ultimul reglaj constă în fixarea valorii semireglabilului SR2, astfel încît pentru tensiunea maximă pe cursorul potențiometrului P14 să se reușească obținerea celor mai înguste impulsuri ale semnalului de la ieșirea OCT-ului.

În timpul experimentelor pot apărea întreruperi în funcționarea CI, atunci cînd unul dintre potențiometrele P1, P3, P4, P6, P12, P13 și P15 se află pe poziția corespunzătoare rezistenței minime. În această situație se recomandă mărirea rezistenței înseriate cu potențiometrul respectiv. Dacă totuși apar întreruperi, circuitul inegrat CI1 poate fi „deblocat" prin deconectarea momentană a tensiunii de alimentare.

Montajului prezentat mai sus i se poate adăuga o miniclaviatură, obținîndu-se un instrument muzical simplu. În acest scop se va folosi o claviatură corespunzătoare, cu două contacte sub clape. Unul dintre aceste contacte se cuplează la masa aparatului, prin punctul de conexiune 6. Celălalt contact asigură, în momentul apăsării pe clapă, introducerea rezistențelor corespunzătoare notelor ce urmează a fi generate, prin intermediul punctului de conexiune 5. Introducerea claviaturii în circuit se face prin acționarea comutatoarelor S1 și S12.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

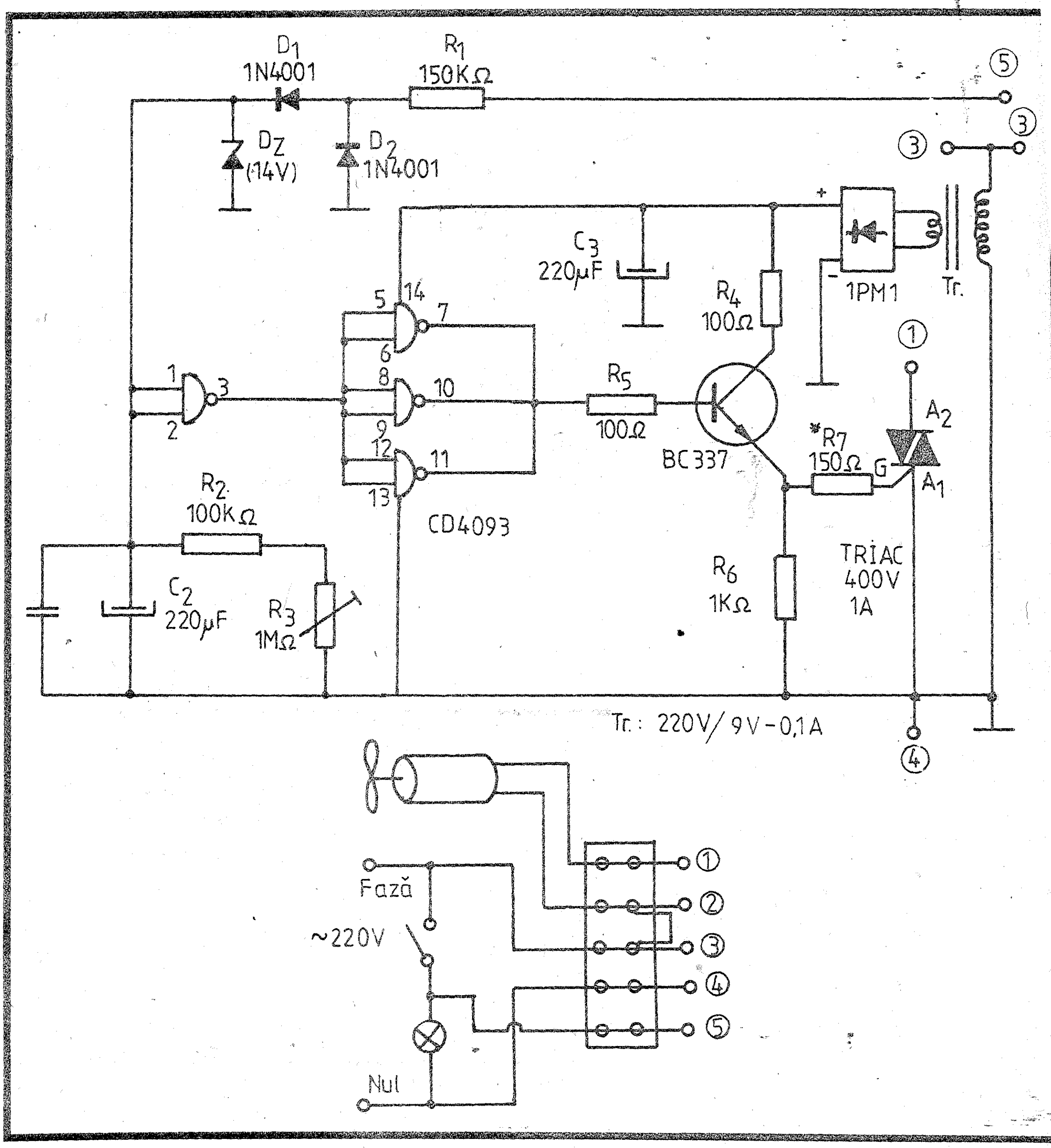
AERISIREA TOALETEI

ROMULUS LAZARONI, Austria

Am conceput această schema pentru toaletă, dar ea poate fi folosită și pentru camera de baie sau în alte situații unde se dorește mai multă aerisire. Deodată cu aprinderea lămpii din încăperea respectiva pornește și ventilatorul de aerisire iar după stingerea lămpii ventilatorul continuă să funcționeze un timp prestabilit, după care se oprește. Prototipul executat funcționeaza de peste doi ani în mod corect.

Schema este clasică, nu sînt multe de spus. La aprinderea lămpii, montajul este alimentat de la rețea prin punctul 5. Grupul R1, D1, D2, DZ realizează o tensiune continuă stabilizată, care încarca condensatorul C2 și îl menține încărcat tot timpul cît lampa funcționează. Totodată, prin circuitul integrat CD4093, tranzistor și triac se pune în funcțiune ventilatorul. Eu am folosit un ventilator de 50 VA. După stingerea lămpii, condensatorul se descarcă prin rezistența R2 și trimerul R3. Acest trimer se reglează pentru intervalul dorit de temporizare. În schema prezentată, acest interval este de la minimum 24 de secunde pînă la maximum 4 minute și 46 de secunde (cca). Pentru un timp mai lung se alege condensatorul C2 cu o valoare mai mare.

Rezistența R7 se va ajusta după tipul de triac folosit. Schema nu este pretențioasă, piesele folosite nu sînt de valori critice. Se vor respecta cu atenție legăturile la rețea, respectiv faza și nulul. În caz de inversare a acestor două fire, montajul nu funcționează. Montajul a fost pus într-o cutie din material plastic, iar legăturile cu exteriorul s-au făcut printr-un conector cu cinci cleme electrotehnice.



CEAS DE EXPUNERE FOTO

TIBERIU POP, Cluj-Napoca

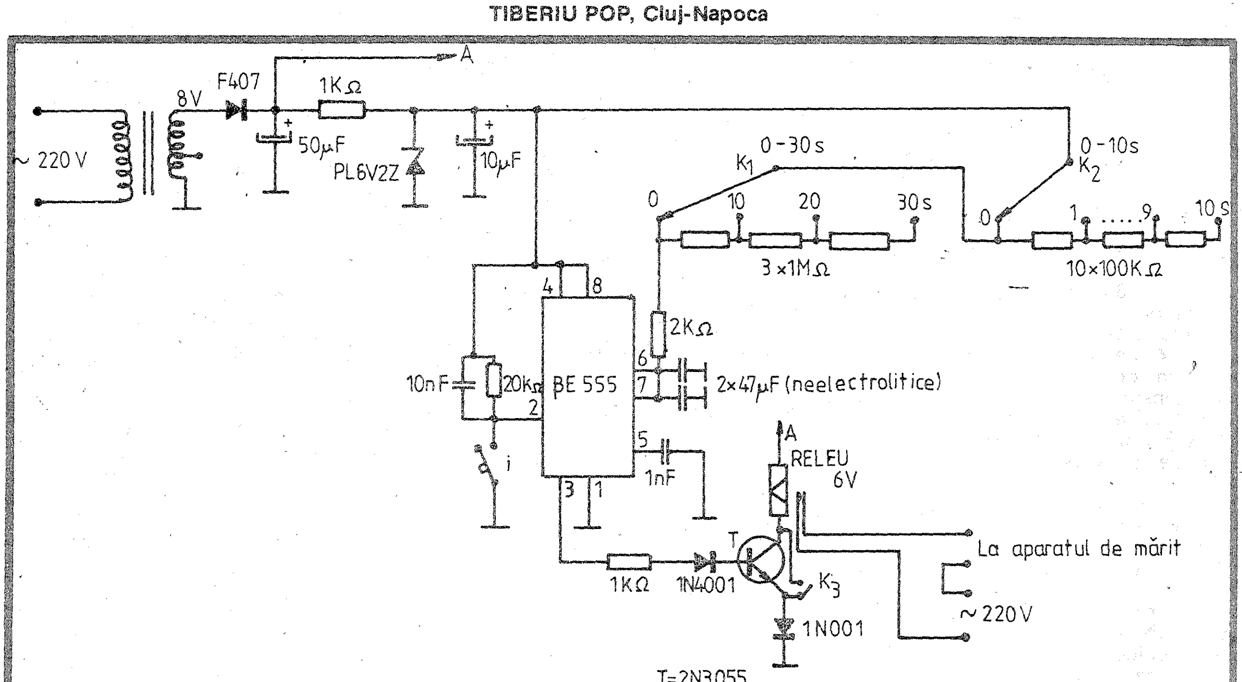
Mă numesc Tiberiu Pop și am 14 ani. Sînt un pasionat cititor al revistei dumneavoastră și m-am gîndit să trimit și eu ceva aici.

Aș vrea să propun cititorilor un **„ceas de expunere foto"**. Acest aparat are la bază un circuit integrat de tip βE555, integrat cu multiple utilizări. Timpul de expunere este determinat de rezistența aleasă de comutatoarele K1 și K2 și de condensatoarele de 47 μF, neelectrolitice, preferabil cu tantal. Expunerea se pornește din întrerupătorul I. Transformatorul este unul de sonerie care debitează în secundar 8 V. Tensiunea aceasta este redresată de dioda F407 și filtrată de condensatorul de 50 μF. Tensiunea se stabilizează cu dioda Zener de tip PL6V2Z.

Cu acest aparat se pot realiza expuneri de la o secundă la 40 de secunde, suficiente pentru un fotograf amator. Cu comutatorul K3 se scurtcircuitează tranzistorul și becul aparatului de mărit se aprinde. Acesta folosește la reglarea clarității imaginii și schimbarea clișeului de pe film.

Contactele releului trebuie să suporte tensiunea rețelei (220 V).

Notă. Rugăm autorul să ia legătura cu redacția (să ne comunice adresa) pentru a-i putea expedia drepturile bănești cuvenite.



TEMPORIZATOR PENTRU ŞTERGĂTORUL DE PARBRIZ

Ing. LAURENȚIU GIURGEA

Despre utilitatea temporizatorului de ștergător de parbriz nu cred că este cazul să mai vorbim. Din păcate, însă, marea lui problemă este releul. Acesta este scump, greu de găsit și, o dată montat, nu după mult timp începe să dea probleme. Aceasta fiindcă motorașul comandat de el nu este unul de putere prea mică. Acesta, la un curent de lucru de cca 3,5 A, necesită curenți de pornire, de scurt timp ce-i drept, de aproximativ 10 A. Un releu care să reziste la un astfel de curent este destul de voluminos. Un microreleu, cum de regulă se montează în astfel de scheme, nu după mult timp are contactele perlate. Astfel, temporizatorul fie că nu mai pornește deloc motorașul, fie că-l pornește, dar brațele nu fac cursa completă.

Înlocuirea releului cu un „contact electronic" nu este atît de simplă fiindcă nu avem nevoie doar de un simplu întrerupător, ci de un contact gen „balama". Acesta trebuie să facă un contact normal închis și să basculeze la comandă.

Un alt serviciu, foarte util și pe care temporizatoarele industriale nu-l asigură, este cuplarea o singură dată a ștergătoarelor. Cuplarea lor de la comutatorul din dotarea automobilului este incomodă; trebuie să așteptați ca brațele să parcurgă drumul pînă la autoalimentarea prin contactul acționat de camă și abia apoi să readuceți comutatorul în poziția de nealimentat. Altfel, brațele ștergătorului fac doar o mică zvîcnire. Ar fi mult mai bine ca simpla apăsare scurtă, indiferent de durată, a unui buton cu autorevenire să facă ea manevra.

Toate aceste deziderate le realizează schema propusă.

1. **Descriere**

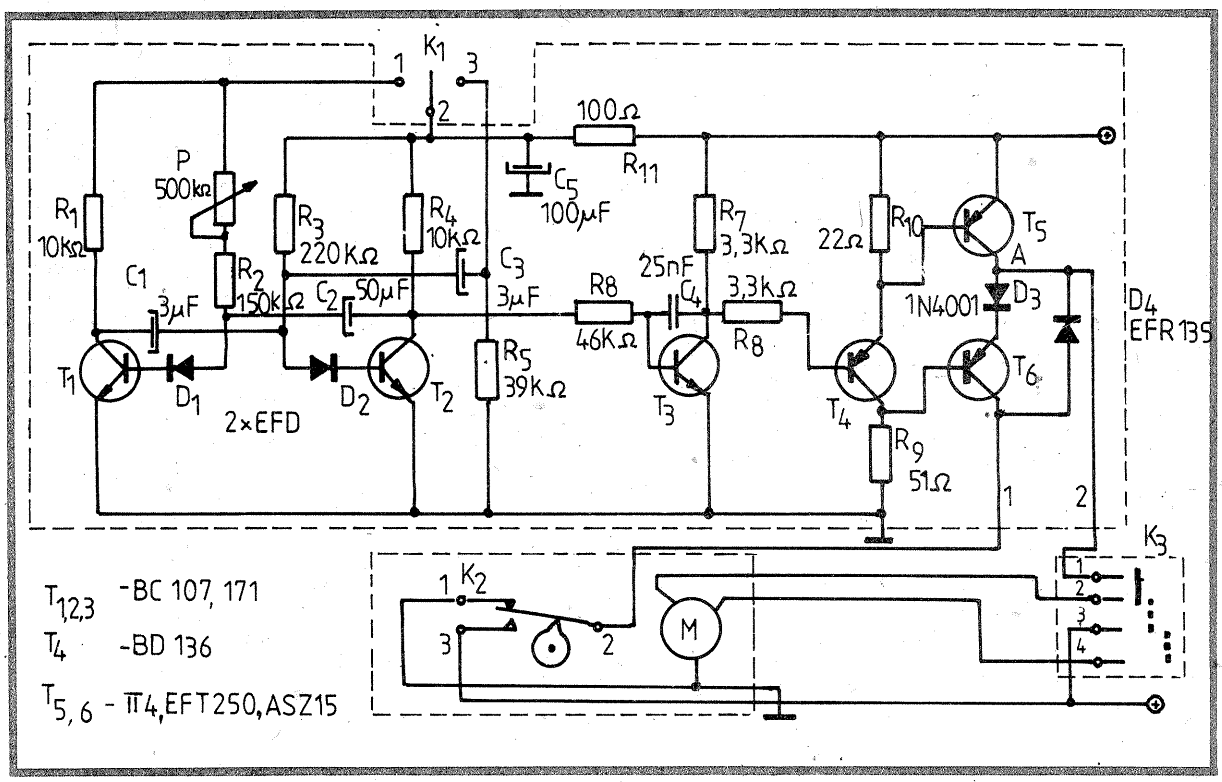
Schema se compune dintr-un circuit basculant astabil, unul monostabil și un grup de două „întrerupătoare electronice", comandate alternativ.

Tranzistoarele T1 și T2 formează un astabil. Din grupul C1—R3 se reglează timpul cît motorașul este alimentat, iar din grupul (P+R2) C2 se reglează cadența de cuplare. Din colectorul lui T2, impulsul de tensiune se aplică lui T3, pe post de amplificator de curent. Această amplificare mare de curent este necesară pentru a putea realiza saturarea „adîncă" a tranzistoarelor finale și, deci, disipație redusă pe ele.

Alimentarea astabilului este condiționată de închiderea contactelor K1 (1—2). Altfel rămîne alimentat numai T2, saturat puternic prin R3. Dacă în acest caz, se închid contactele K1 (2—3), condensatorul C3, în faza de așteptare polarizat invers cu tensiunea de saturație de pe D2 și joncțiunea BE a lui T2, se încarcă cu tensiunea de alimentare. La deschiderea lui K1 (2—3), tensiunea de pe el se aplică cu minus pe baza lui T2, menținîndu-l blocat și deschizîndu-l pe T3 același timp ca la lucrul astabilului, numai că, la descărcarea lui C3, acesta nemaifiind încărcat pe nici o cale, se obține un singur impuls la brațele ștergătoarelor. Astfel, T2—T3 se comportă ca un monostabil. Cum rezistența echivalentă de încărcare a lui C3, la acționarea lui K1 (2—3), este foarte mică, rezultă că scurta acționare a lui K1 (2—3) este suficientă pentru încărcarea completă a acestuia. Amplificatorul T3 acționează defazorul T4, de tipul cu sarcină distribuită în emitor și colector. Cele două tensiuni, în antifază, de pe R9 și R10, se aplică pe bazele tranzistoarelor finale, T5/T6. Ele, deschizîndu-se și închizîndu-se pe rînd, fac posibil ca punctul A să fie de potențial 0 în așteptare și să sară la 12 V cînd vine impulsul de la T3. Deci, în momentul sosirii impulsului de la astabil, T6, în mod normal deschis, se blochează, desface legătura firului de alimentare a motorașului de la masă și, prin T5, care se deschide, acesta se aplică la plus. După parcurgerea unei porțiuni de drum, cama mecanismului închide contactele K2 (2—3) — din construcția mecanismului ștergătorului de parbriz — și, prin D4, motorașul se autoalimentează, nemaifiind condiționat de starea deschis a lui T5. După un timp, T5 se închide și se deschide din nou T6.

La terminarea cursei, cama deschide contactele K2 (2—3) și le închide pe K2 (1—2). Prin T6 deschis, este permisă funcționarea motorașului în regim de frînă electromagnetică, eliminînd riscul de a trece, în virtutea inerției, peste momentul de nealimentare și, prin autoalimentarea datorată camei, să nu se mai oprească. Dacă nu ar exista acest risc, temporizatorul s-ar simplifica mult, deoarece dacă motorașul nu ar sta în regim de așteptare cu firul de alimentare la masă, nu am avea nevoie decît de un simplu „întrerupător" de pornire și nu de un întrerupător de tip „balama".

O mare atenție trebuie dată grupului T5/T6, existînd riscul ca T6 să nu fie complet blocat cînd T5 este deschis, aceasta deoarece tensiunea de saturație de pe T4, cu siliciu, să fie suficientă pentru comanda bazei lui T6, cu germaniu. De aceea s-a montat D3, siliciu, care îl menține blocat ferm pe T6.



2. **Realizare practică**

Nu există nici o precauție specială de luat privind siguranța circulației, deoarece simpla acționare a comutatorului de ștergător de parbriz al automobilului exclude complet schema noastră. Rămîne deci doar de luat toate precauțiunile necesare unei funcționări sigure pentru eliminarea neplăcerilor cauzate de prea deasa necesitate de depanare.

Condensatorul C3, care stă polarizat invers în așteptare, trebuie să fie de cel puțin 70 V. Altfel, în timp, el se străpunge și blochează și funcționarea astabilului.

Tranzistoarele finale s-au ales dintre cele cu germaniu nu fiindcă ar avea calități deosebite, dar fiecare avem pe acasă astfel de tranzistoare, pe care nu mai avem unde să le folosim. Aici ele merg foarte bine.

Montajul se realizează pe o plăcuță de cablaj imprimat. Se realizează un „U" din tablă de aluminiu, cu latura de jos de dimensiunile plăcuței și pe care se prinde aceasta. Pe brațele „U"-lui se montează tranzistoarele T5/T6, pentru siguranță.

3. **Reglaje**

Se leagă colectorul lui T6 la masă și între punctul A și masă un bec de far, pe faza mare. Se acționează K1 (1—2). Becul de far va trebui să clipească cu o frecvență reglabilă din P. Întîrzierea minimă trebuie să fie de cca 3 secunde, iar cea maximă de cca 10 secunde. Dacă este necesar, se ajustează R2 și C2.

Nu este necesară o întîrziere mai mică deoarece, pe viteza mică la DACIA, timpul unei curse este de cca 2 secunde, deci perioada de așteptare va fi de cca 1 secundă. Astfel se va acționa ștergătorul direct.

Nu este recomandată o mai mare întîrziere maximă deoarece condițiile de ploaie se modifică foarte mult pe drum și un reglaj pentru mai mult de 10 secunde este foarte greu de realizat. Este preferabil, deci, ca la ploi slabe, care necesită acționarea ștergătoarelor mai rar de o dată la 10 secunde, să se acționeze K1 (2—3), atunci cînd este necesar.

Se măsoară tensiunea colector/emitor a lui T5, în momentul cînd este deschis; ea nu trebuie să fie mai mare de 0,4 V. Se măsoară aceeași tensiune cînd T5 este blocat. Ea trebuie să fie egală cu tensiunea de alimentare. Altfel T5 se va supraîncălzi.

Se cuplează becul între emitorul lui T6 și „+". Se fac aceleași măsurători asupra lui T6.

4. **Montarea pe automobil**

Din punctele K1 (1,2,3), se pleacă cu cîte un fir, la ale căror capete se montează cîte un papuc-mamă, tip auto. De asemenea, la capătul firului 2. La capătul firului 1 se leagă un papuc-tată.

Se alimentează montajul de la siguranța aprinderii. Masa se realizează din montare. Se identifică plotul 1 de la comutatorul ștergătorului de parbriz, se scoate firul care vine la el și cu papucii corespunzători se realizează configurația de pe schemă.

Drept K1 se folosește un comutator auto cu o poziție de așteptare și două acționabile, una cu autoblocare și alta elastică — din acelea care se foloseau pentru ștergătorul de parbriz la DACIA 1100. El se poate monta la DACIA 1300 în locul oricăruia dintre întrerupătoarele false și prin eforturi minime la alte automobile.

Se face proba pe automobil a funcționării. Se verifică dacă este menținut alimentat stergatorul suficient ca să se automenține, și dacă nu cumva alimentarea durează mai mult de un ciclu, ceea ce face ca de fiecare dată ștergătorul să execute două basculări. Se reglează, dacă este cazul, din C1—R3 și C3—R3.

Se verifică dacă nu cumva temporizatorul se cuplează necomandat la acționarea diverșilor consumatori, îndeosebi cei inductivi: claxon, calorifer etc.

Cu brațele ștergătoarelor montate, se verifică dacă nu cumva, prin amplificarea unor paraziți, se aplică motorașului mici impulsuri care, în timp, fac posibilă deplasarea brațelor pînă în momentul în care, prin acționarea camei, să avem o basculare necomandată a lor.

Montajul a fost realizat pe un autoturism ARO-243D, funcționînd timp de 3 ani. Problemele care au apărut au fost legate de cuplări necomandate, datorate salturilor de tensiune inerente din rețea. Rezolvarea s-a făcut prin montarea grupului de filtraj R11/C5.

FRECVENȚMETRU PENTRU RECEPTOARE RADIO

Sing. ADRIAN SAVU

Propun cititorilor revistei o aplicație cu circuitul integrat MMP190 produs de „Microelectronica".

Circuitul a fost conceput pentru a fi utilizat ca multimetru electronic cu autoscalare. Utilizarea lui într-un astfel de montaj presupune construirea unui convertor A/D (analogic-digital) cu dublă pantă, ca circuit exterior. Realizarea cu dificultate a unui astfel de convertor, cît și existența altor circuite cu aceeași funcție, mai complexe și mai simplu de utilizat, au făcut ca circuitul MMP190 să nu fie utilizat în mod curent pe scară largă.

O altă aplicație a acestui circuit, în afară de cea de multimetru, poate fi și cea prezentată alăturat.

Schema-bloc a unui astfel de frecvențmetru este prezentată în figura 1. În figura 2 este dată schema electrică generală astfel reprezentată încît să permită execuția cu multă ușurință a cablajului imprimat.

Am pornit de la următoarele considerente:

— frecvența măsurabilă la un receptor radio este cea de la oscilatorul local. Pornind de la premisa că majoritatea radioreceptoarelor sînt construite în montaj superheterodină cu o singură schimbare de frecvență și cunoscînd că $f_s = f_o - f_i$, rezultă că pentru a afișa pe un frecvențmetru frecvența unui semnal fs, trebuie măsurată frecvența oscilatorului local fo din care trebuie scăzută frecvența intermediară fi;

— știind că 1 kHz reprezintă 1 impuls/0,001 s = 1 impuls/1 ms sau 100 kHz reprezintă 100 impulsuri/1 ms, am ales ca durată de măsurare valoarea τ = 20 ms, obținută printr-o divizare cu 100 000 a frecvenței unui oscilator cu cuarț de 5 MHz. Luînd ca durată de măsură o valoare de 20 de ori mai mare decît 1 ms, atunci și numărul de impulsuri măsurate în această durată trebuie micșorat de 20 de ori pentru a obține aceeași indicație pe display. De aceea, în calea semnalului de măsurat am introdus un divizor de frecvență cu 10 și unul cu 2.

Constanta de timp τ = 20 ms se obține de la un oscilator cu cuarț de 5 MHz construit cu două inversoare din CI9 (MMC4013).

Frecvența oscilatorului local fo se aplică mai întîi unui formator de impulsuri TTL echipat cu T9 și mai departe unui circuit divizor cu 10, CI3 (CDB490). Am ales acest circuit deoarece integratele CMOS nu funcționează la frecvența maximă de măsură de 25 MHz. Semnalul astfel divizat se aplică unui alt circuit divizor, CI4 (CDB490) astfel conectat încît să permită o divizare cu 10 sau să lase semnalul nedivizat, în funcție de gama de măsurare aleasă.

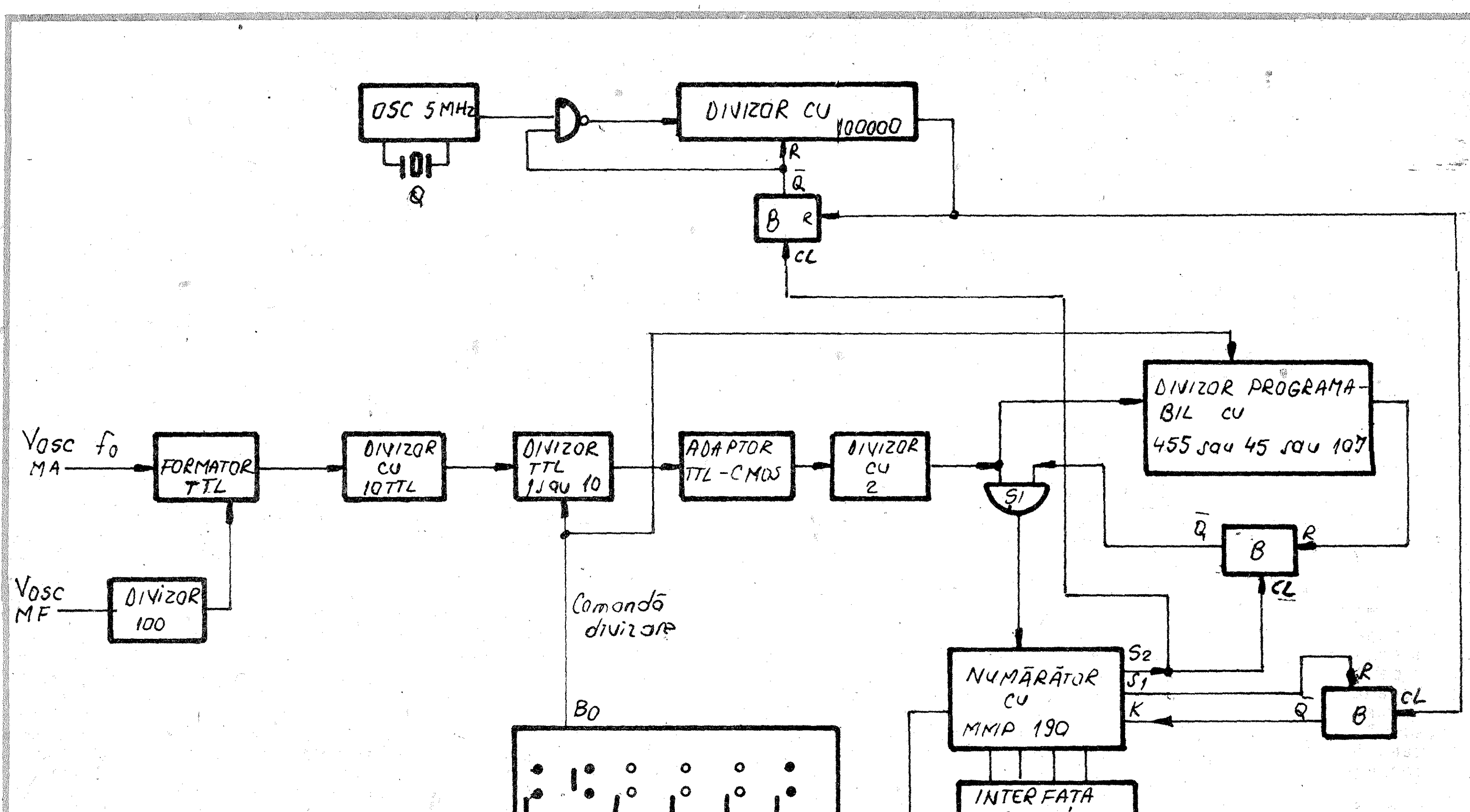
Pentru gama U_L (150—310 kHz), U_M (525—1 650 kHz) și pentru gama UUS (65—108 MHz), acest circuit asigură o „divizare" cu 1 prin aplicarea tensiunii +12 V în baza lui T12, iar pentru US1, US2, US3 (3,8—22 MHz) acest circuit asigură o divizare cu 10 prin aplicarea unui „0" în baza lui T12.

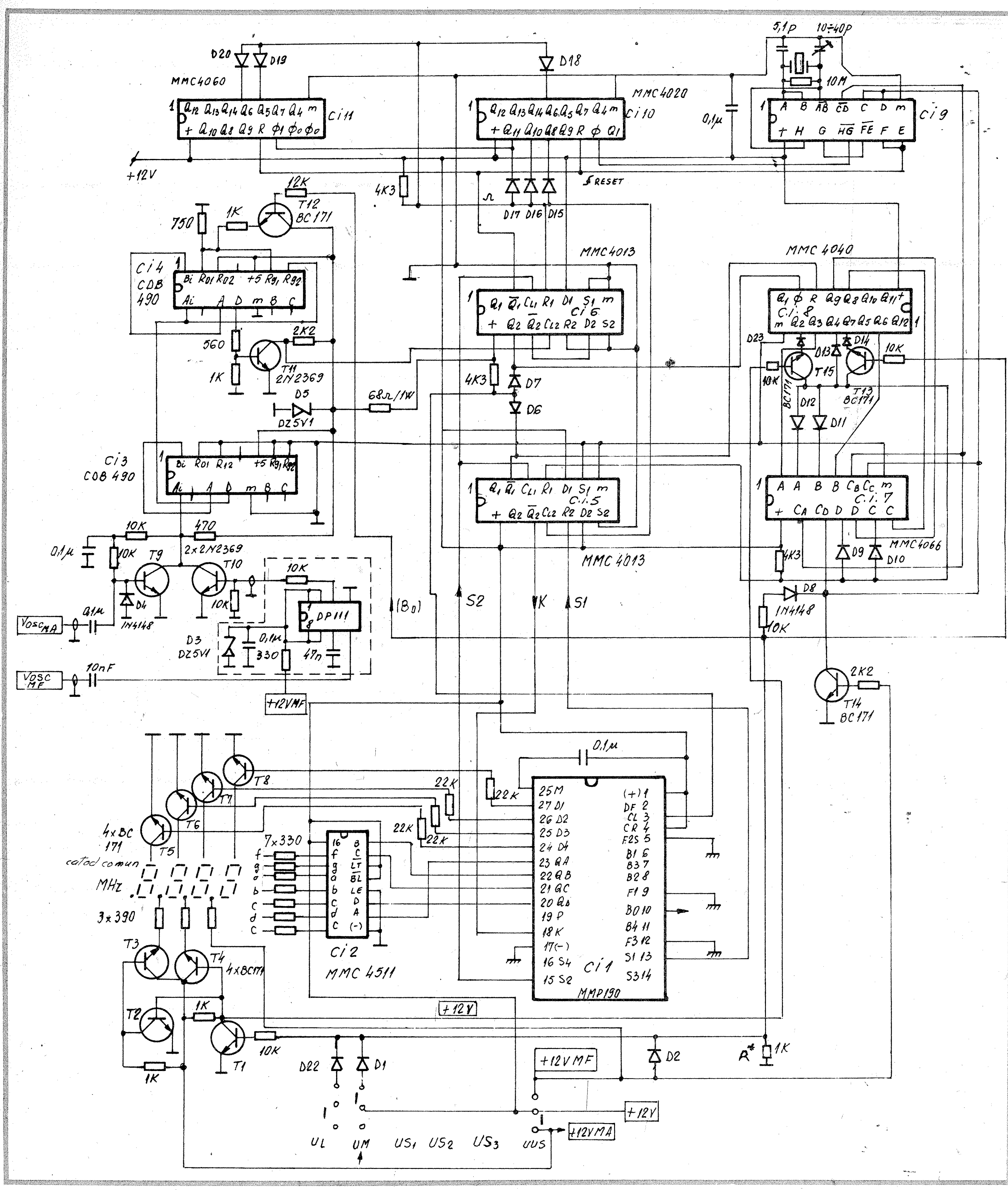
Semnalul astfel obținut, după o divizare cu 2 în CI6 (MMC4013), se aplică printr-un circuit „ȘI" realizat cu diodele D6, D7 circuitului CI1 (MMP190), pe intrarea de „clock" extern.

Tot acest semnal este aplicat și divizorului programabil echipat cu CI8 (MMC4040), CI7 (MMC4066), T13, T15, diodele D9—D14 și D23, care, în funcție de comanda primită de la comutatorul de game, va face o numărare cu valoarea frecvenței intermediare astfel: pe gama UM (+12 V aplicat în bazele lui T12 și T13) el va număra cu 455, pe gamele US1, US2, US3 (0 V aplicat în bazele lui T12 și T13) el va număra cu 46, iar pe gama UUS (+12 V aplicat în baza lui T14) circuitul va număra cu 107.

Constanta de timp τ = 20 ms este realizată cu CI10 (MMC4020), CI11 (MMC4060), 1/2 din bistabilul CI6 (MMC4013) și diodele D15—D20 conectate în circuit „ȘI". Atît numărătorul care generează constanta de timp τ = 20 ms, cît și numărătorul cu valoarea frecvenței intermediare sînt pornite simultan de către comanda S2 dată de circuitul MMP190.

Pe durata constantei de timp τ, numit timp de măsură, primele 455 de impulsuri ale semnalului





fo sînt numărate de divizorul programabil descris mai sus, iar după aceste 455 de impulsuri (pe UM) se permite trecerea impulsurilor semnalului fo prin poarta „ŞI" realizată cu diodele D6 şi D7 spre numărătorul MMP190. La sfîrşitul perioadei de măsură τ, pe display va fi afişat numărul corespunzător frecvenţei fo — numărul corespunzător frecvenţei fi. Astfel se realizează scăderea fo — fi.

Semnalele S1, S2, K fac parte din logica de comandă a acestor numărătoare şi sînt specifice funcţionării circuitului MMP190.

La rîndul lui, circuitul MMP190 comandă driverul de display CI2 (MMC4511) şi furnizează semnale multiplexate pentru comanda catozilor celor patru cifre ale afişajului.

Tranzistoarele T1, T2, T3, T4 stabilesc punctul zecimal (de exemplu, pe UL — 0,175 MHz, pe UM — 0,525 MHz, pe US1 — 3,84 MHz, pe US2 — 11,83 MHz, pe US3 — 18,65 MHz, pe UUS — 88,6 MHz).

În situaţia în care gama de măsură ar fi continuă (fără comutări de game) atunci, înlocuind comanda +12 V de la comutatorul UL sau UM (notată cu Bo), cu comanda Bo obţinută de la circuitul MMP190/pinul 10 şi deconectînd din circuit R* = 1 kΩ se obţine o autoscalare automată. Astfel, cînd se atinge un număr de impulsuri afişate de 5 500, ieşirea Bo trece din 1 în 0 logic, iar pe display apare 05.50 concomitent cu schimbarea punctului zecimal şi cu modificarea factorului scăzător din 455 în 46. La scăderea frecvenţei măsurate sub o valoare afişată de 0.500, ieşirea Bo trece din 0 în 1 logic, afişîndu-se pe display 5.000, iar factorul scăzător se modifică din 46 în 455.

Eliminarea circuitului de scadere a fi face posibilă utilizarea frecvenţmetrului ca orice frecvenţmetru obişnuit. Precizia de măsurare este foarte bună, iar reglajul fin al valorii măsurate se face folosind un generator de precizie, cu ajutorul trimerului 10—40 pF, care acţionează asupra ultimului digit de pe display.

Circuitul exterior frecvenţmetrului este divizorul cu 100 pentru gama UUS, realizat cu circuitul specializat βP111—I.P.R.S. care trebuie aşezat în apropierea oscilatorului local MF.

Conexiunile aferente acestui circuit (intrare şi ieşire) trebuie realizate cu cablu ecranat.

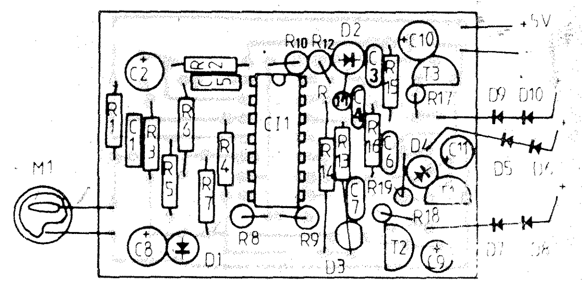
Se recomandă ca partea de oscilator împreună cu logica de comandă a circuitului MMP190 să fie introdusă într-o cutie de tablă cositorită, pentru micşorarea radiaţiei (oscilatorului de 5 MHz) către receptorul radio.

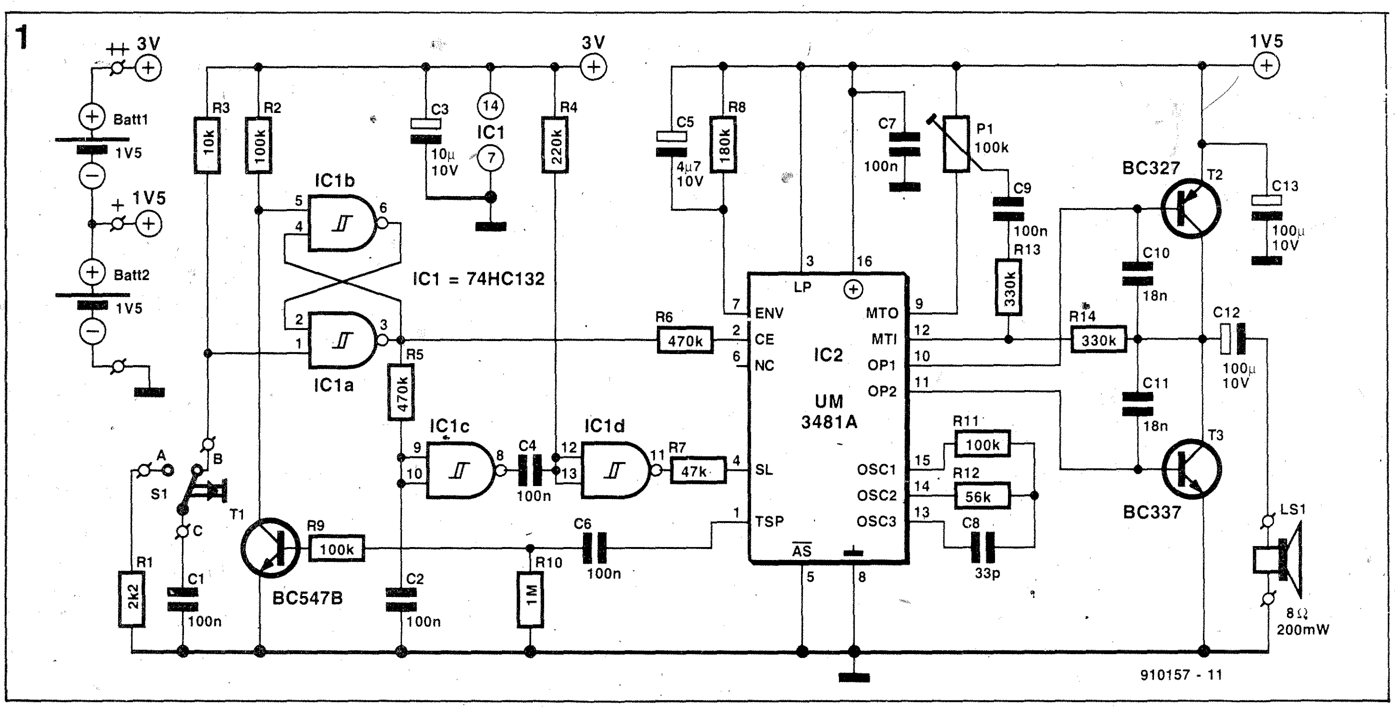
MUZICĂ ELECTRONICĂ

Folosind circuitele integrate specificate în schemă, se poate obține generarea a 8 melodii, în cazul de față 8 colinde (montajul a apărut special în nr. 12).

Elementul principal îl constituie circuitul UM3481A, care, de fapt, generează acele melodii, restul circuitelor sînt de comandă. Semnalul este preluat de la terminalele 10—11 și aplicat la un amplificator realizat cu două tranzistoare.

ELEKTOR, 12/1991



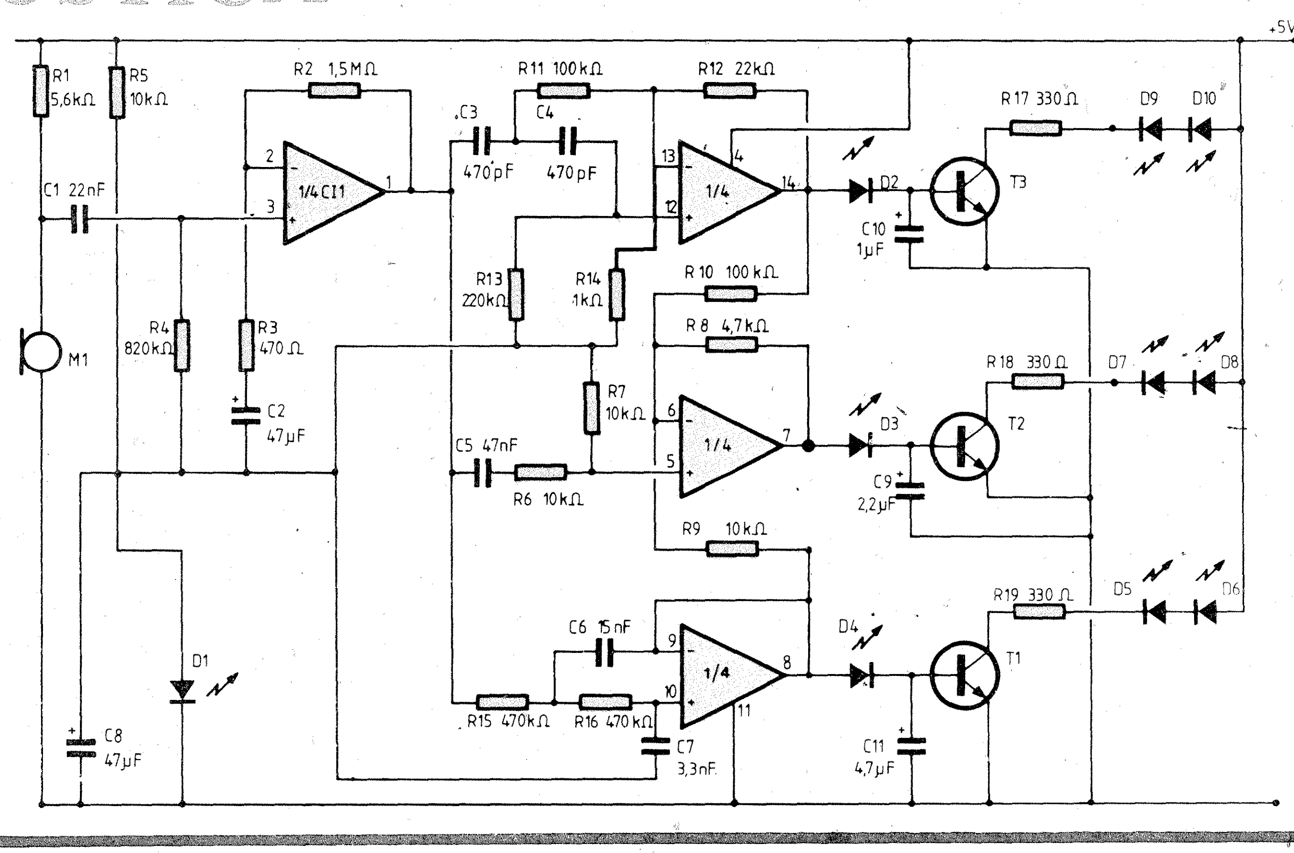


COMANDĂ ACUSTICĂ

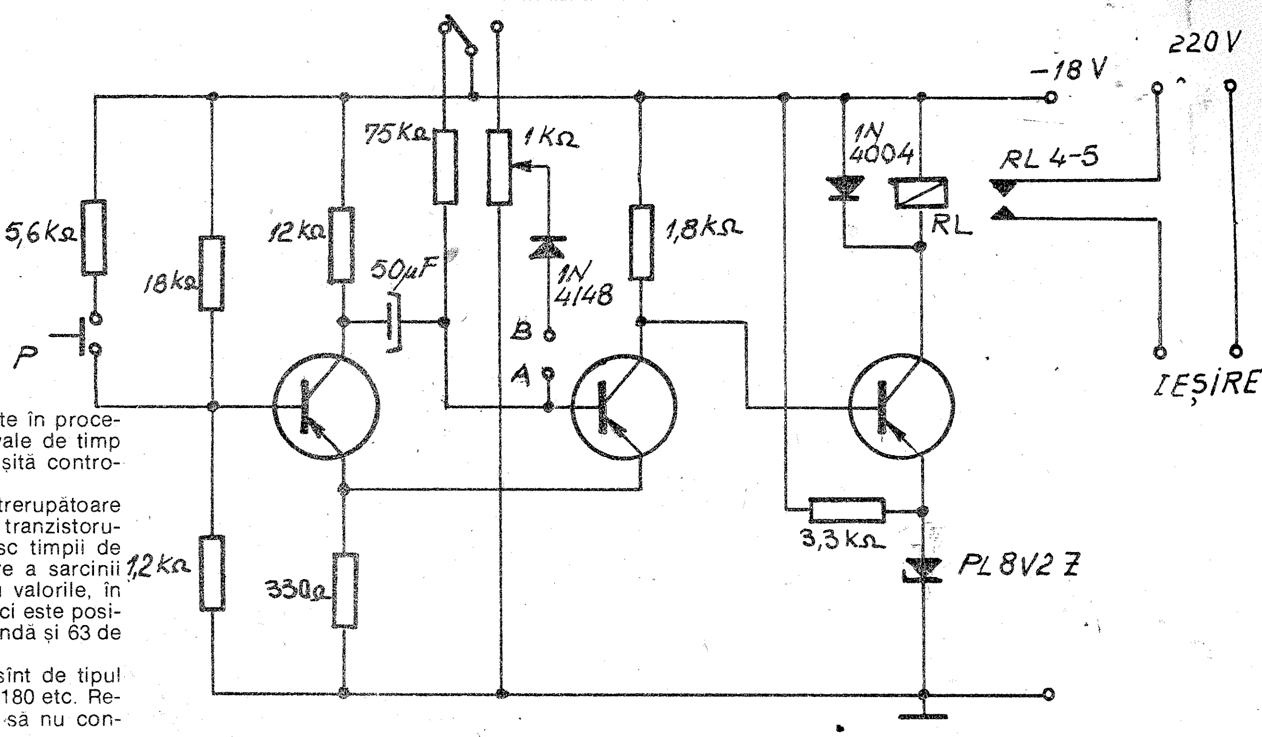
Montajul, construit cu un circuit βM324, comandat de la un microfon, produce iluminarea unor LED-uri în funcție de nivelul sonor.

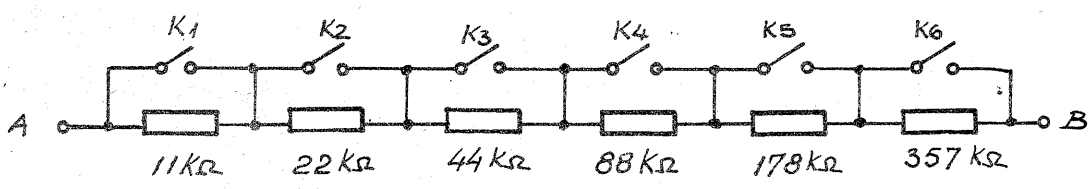
Este interesant acest montaj ca divertisment la pomul de iarnă sau atașat la o orgă de lumini, pentru completarea efectelor muzicale.

LE HAUT PARLEUR, 1 781



RELEU DE TIMP





Releele de timp au o largă aplicabilitate în procesele automate ce se desfăşoară în intervale de timp bine definite sau care impun pentru reuşită controlul exact al timpului cît primesc energie.

Grupul de rezistoare cu cele şase întrerupătoare se fixează între punctele A—B din baza tranzistorului T2 şi din aceste contacte se stabilesc timpii de anclanşare a releului, deci de alimentare a sarcinii cu tensiune de la reţea. Aceşti timpi au valorile, în ordine: 1; 2; 4; 8; 16 şi 32 de secunde, deci este posibil de a obţine timpi cuprinşi între o secundă şi 63 de secunde.

După cum se observă, tranzistoarele sînt de tipul pnp, cu germaniu din seriile EFT353, AC180 etc. Releul trebuie sa anclanşeze la 12—6 V şi să nu consume mai mult de 50 mA.

Tranzistoarele T1 şi T2 formează un monostabil. T1 este normal blocat, deci T2 conduce şi T3 este blocat. Cînd se apasă butonul P, situaţia se schimbă, iar grupul montat între A—B este alimentat, stabilindu-se timpul cît T2 este blocat, deci cît T3 conduce, respectiv cît timp prin contactele 4—5 ale releului se stabileşte alimentarea cu energie a consumatorului.

Acest sistem poate fi util atît în scopuri fotografice cît şi pentru alte aplicaţii, cum ar fi releu de scară cînd grupul AB se înlocuieşte cu o singură valoare pentru obţinerea unui singur timp, de exemplu un minut.

Alimentarea se poate face şi cu alte valori de tensiune faţă de 18 V, dar constantele de timp de lucru se schimbă.

Dl. LAZĂR OCTAVIAN — Paşcani

SANKYO-R 6-1

Probabil că la acest radioreceptor portabil de mici dimensiuni vă referiţi, existînd similitudini între notaţiile de pe tranzistoare.

Aparatul este adevărat că lucrează numai în gama undelor medii şi încetarea bruscă a funcţionării impune verificarea unor componente, în special a condensatoarelor electrolitice.

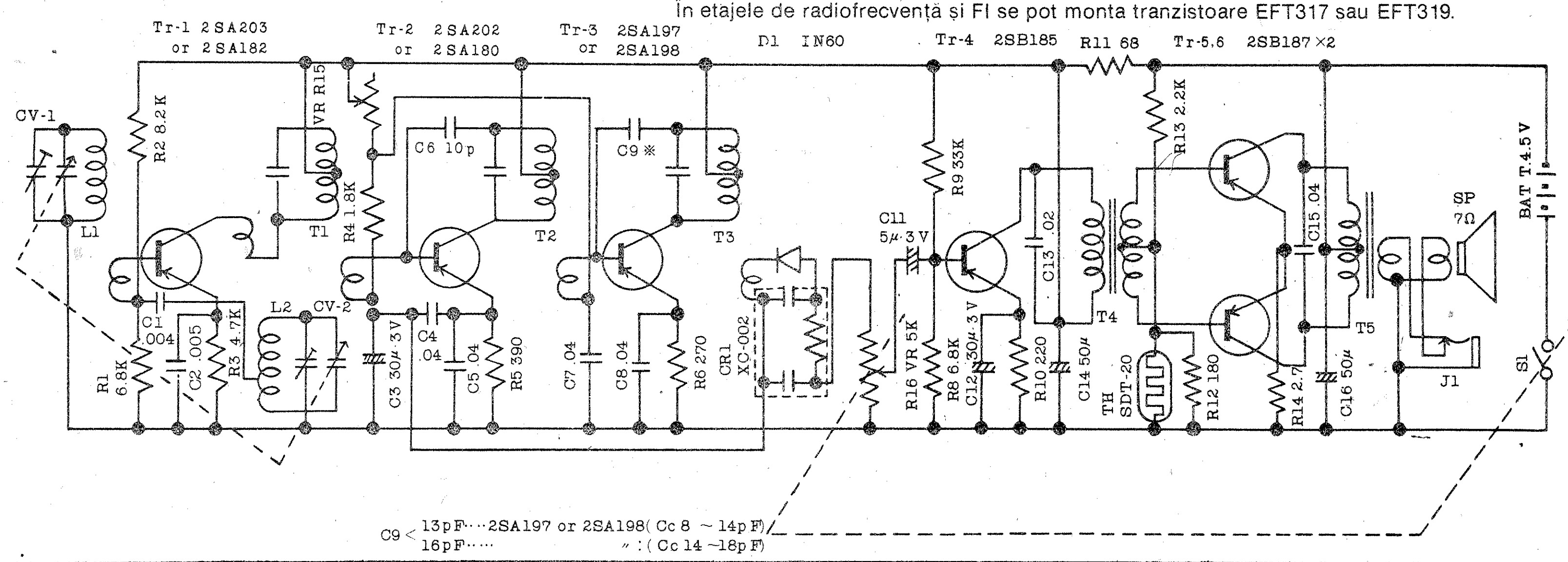
Ar fi bine să măsuraţi curentul absorbit de la baterie, I; dacă valoarea acestui curent depăşeşte 100 mA, defectul trebuie căutat în etajul audio. Se verifică condensatorul C16 şi starea tranzistoarelor 2SB187.

Dacă nu apare un consum semnificativ de curent (5 mA), este evidentă o întrerupere de circuit.

Deci o verificare în primul rînd a alimentării cu energie, apoi determinarea exactă a locului unde a apărut defecţiunea.

Un amănunt: nu mişcaţi miezul din bobine.

În etajele de radiofrecvenţă şi FI se pot monta tranzistoare EFT317 sau EFT319.



Redactor-şef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacţie: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. CODĂRNAI
Secretariat: M. PĂUN
Corectură: V. STAN
Grafică: I. IVAŞCU

Administraţia: Editura „Presa Naţională" S.A.

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" Bucureşti

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT—IMPORT PRESA P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREŞTI, CALEA GRIVIŢEI NR. 64—66.